

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 05-167388

(43)Date of publication of application : 02.07.1993

(51)Int.Cl.

H03H 9/72

(21)Application number : 03-332241 (71)Applicant : FUJITSU LTD

(22)Date of filing : 16.12.1991 (72)Inventor : IGATA OSAMU

SATO YOSHIO

MIYASHITA TSUTOMU

MATSUDA TAKASHI

TAKAMATSU MITSUO

(54) BRANCHING FILTER

(57)Abstract:

PURPOSE: To simplify the configuration of a filter and to ensure a required characteristic by using plural band pass filters formed through the use of a surface acoustic wave resonator to form the branching filter.

CONSTITUTION: Surface acoustic wave filters F1, F2 are connected in parallel with a common signal terminal To via common connecting points a, b. Signal terminals T1, T2 are individually led out from the filters F1, F2. The filter F1, F2 are formed by a series resonator RSO and a parallel resonator RP of a one-terminal pair resonator having an interdigital electrode and a reflector. The resonator RSO is inserted to the side of the common connecting points a, b of the filters F1, F2 connected in parallel and acts like the 1st stage resonator when

viewing from the terminal To. The circuit configuration is the same as the filter F2 and a required stage number of the combination of the resonator RSO and the resonator RP is connected in series to form the filters F1, F2. The branching filter formed in this way ensures the simplified filter configuration and the desired characteristic.

LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 10.02.1995

[Date of sending the examiner's
decision of rejection] 18.01.2000

[Kind of final disposal of application
other than the examiner's decision of
rejection or application converted
registration]

registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3388475

[Date of registration] 17.01.2003

[Number of appeal against examiner's decision of rejection] 2000-04520

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection] 17.02.2000

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.**** shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] The splitter characterized by constituting using two or more band-pass filters (F1 and F2) constituted using the surface acoustic wave resonator (RS0, RS, and RP0 and RP).

[Claim 2] two or more band-pass filters (F1 --) constituted by using a surface acoustic wave resonator (RS0, RS, and RP) for a common signal terminal (T0) F2 connects with juxtaposition at ** -- having -- said each band-pass filter (F1 --) F2 is the splitter which has the property of a passage frequency band different,

respectively. Said each of each band-pass filter (F1 and F2) The splitter characterized by having the surface acoustic wave resonator (RS0) connected to the node (a, b) side between each band-pass filter (F1 and F2) to the signal line (lh) at the serial.

[Claim 3] The splitter characterized by preparing the high impedance element (L) in juxtaposition at one [at least] band-pass filter between said serial surface acoustic wave resonators (RS0) and said nodes (a, b) in a splitter according to claim 2.

[Claim 4] The splitter characterized by forming [the band-pass filter concerned] the capacitor (C) at the serial between said high impedance elements (L) and said serial surface acoustic wave resonators (RS0) in a splitter according to claim 3.

[Claim 5] two or more band-pass filters (F1 --) constituted by using a surface acoustic wave resonator (RS0, RS, and RP0 and RP) for a common signal terminal (T0) F2 connects with juxtaposition at ** -- having -- said each band-pass filter (F1 --) One [at least] band-pass filter (F2) of F2 is the splitter which has the surface acoustic wave resonator (RP0) connected [the node side with the band-pass filter (F1) of another side] to said common signal terminal (T0) at juxtaposition. The splitter characterized by establishing the track for phase rotation (L) at the serial at the band-pass filter concerned between the surface acoustic wave resonator (RP0) of said juxtaposition, and said node (a, b).

[Claim 6] a splitter according to claim 5 -- setting -- the band-pass filter (F1) of said another side -- said node (a --) It has the surface acoustic wave resonator (Rso) connected to b) side to the signal line (lh) at the serial. Between said node (a, b) and said serial surface acoustic wave resonator (Rso) The splitter characterized by preparing the high impedance element (L) in juxtaposition at the surface acoustic wave resonator (Rso) concerned.

[Claim 7] The splitter characterized by forming [the band-pass filter (F1) of the another side concerned] the capacitor (C) at the serial between said high impedance elements (L) and said serial surface acoustic wave resonators (Rso)

in a splitter according to claim 6.

[Claim 8] two or more band-pass filters (F1 --) constituted by using a surface acoustic wave resonator (RS0, RS, and RP) for a common signal terminal (T0) F2 is connected to juxtaposition at **. At least one band-pass filter (F1) of said each band-pass filter (F1 and F2) It is the splitter which has the surface acoustic wave resonator (RS0) connected to the node side with the band-pass filter (F2) of another side to the signal line (lh) at the serial. The opening length of said serial surface acoustic wave resonator (RS0) is a splitter characterized by being shorter than the opening length of other surface acoustic wave resonators (RS and RP).

[Claim 9] two or more band-pass filters (F1 --) constituted by using a surface acoustic wave resonator (RS0, RS, and RP0 and RP) for a common signal terminal (T0) F2 connects with ** in juxtaposition -- having -- said band-pass filter (F1 --) It is the band center frequency of F2 f_1 and f_2 Both frequencies are $f_1 < f_2$ when it carries out. It is the splitter which has relation. several [of the serial surface acoustic wave resonator (RS0 and RS) which constitutes said each band-pass filter (F1 and F2)] -- several [of NRS and a juxtaposition surface acoustic wave resonator (RP0 and RP)] -- relation with NRP Band center frequency f_1 In a band-pass filter (F1), it considers as $NRS > NRP$, and is the band center frequency f_2 . Splitter characterized by constituting as $NRS \leq NRP$ if it was in the band-pass filter (F2).

[Claim 10] Two or more band-pass filters (F1, F2) with which the in-series surface acoustic wave resonator (RS0 and RS) and the parallel surface acoustic wave resonator (RP0 and RP) were put together and constituted to the signal line differ in a passage frequency band, respectively. It is the splitter which it comes to connect with a common signal terminal (T0) in juxtaposition. The splitter characterized by setting up the antiresonant frequency of at least one serial surface acoustic wave resonator in one of band-pass filters (F1) among said two or more band-pass filters (F1 and F2) so that it may become near the band center frequency of the band-pass filter of another side.

[Claim 11] Two or more band-pass filters (F1, F2) with which the in-series surface acoustic wave resonator (RS0 and RS) and the parallel surface acoustic wave resonator (RP0 and RP) were put together and constituted to the signal line differ in a passage frequency band, respectively. the splitter which it comes to connect with a common signal terminal (T0) in juxtaposition -- it is -- the band center frequency of each of said band-pass filter (F1 and F2) -- respectively -- f1 and f2 ***** -- Both are $f_1 < f_2$. When it has relation, it is the band center frequency f2. Inside of the juxtaposition surface acoustic wave resonator (RP0 and RP) in a band-pass filter (F2), About the resonance frequency of at least one juxtaposition surface acoustic wave resonator, it is said band center frequency f1. Splitter characterized by setting up so that it may become near.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Industrial Application] This invention relates to a splitter and relates to the splitter using the surface acoustic wave filter constituted by the detail with a surface acoustic wave resonator more.

[0002] In recent years, development of a land mobile radiotelephone, a cellular phone, etc. is furthered, and the splitter for performing branching or insertion of a transceiver signal is used for such small communication equipment. From the request of the miniaturization of configuration, and high-performance-izing, a miniaturization and high performance-ization are requested also from the component part of a splitter, and, recently, many filters which used the surface acoustic element are used. The band-pass filter is put in practical use as a surface acoustic wave filter, it can be divided roughly into a transversal form and a resonator form, and this invention relates to the splitter which used the resonator form filter.

[0003]

[Description of the Prior Art] The general configuration of a splitter is shown in drawing 26 . it is shown in drawing 26 -- as -- common signal terminal T0 **** -- the common nodes a and b -- a common feature -- carrying out -- the surface acoustic wave filter F1 and F2 parallel connection is carried out -- having -- each surface acoustic wave filter F1 and F2 The signal terminal T1 and T2 It has, respectively. the surface acoustic wave filter F1 and F2 Band center frequency f_1 which is different in **, respectively as shown in drawing 27 , and f_2 having -- **** -- common signal terminal T0 from -- the inputted signal -- the surface acoustic wave filter F1 and F2 it separates spectrally according to a frequency -- having -- the signal terminal T1 and T2 It is outputted. or common signal terminal T0 from - the inputted signal -- surface acoustic wave filter F2 only -- it passes -- having -- signal terminal T2 it outputs -- having -- or -- again -- signal terminal T1 from -- the inputted signal -- surface acoustic wave filter F1 minding -- common signal terminal T0 It is outputted.

[0004] It sets to such a splitter and is the surface acoustic wave filter F1 and F2. It needs to be maintained by the same property and there must not be no change on a property by carrying out parallel connection in the back before being constituted as a splitter.

[0005] It sets to drawing 26 and is the characteristic impedance of a circuit Z_1 ,

the surface acoustic wave filter F1, and F2 It is an impedance, respectively Z2 and Z3 When it carries out, it is the common signal terminal T0. The impedance seen from the side is expressed like the following (1) type.

[0006]

[Equation 1]

$$Z_1 = \frac{Z_2 \cdot Z_3}{Z_2 + Z_3} \quad \dots (1)$$

Surface acoustic wave filter F1 It is Z1 =Z2 in order for a filter shape to turn into the same property as configuration before of a splitter. It is necessary to become. For that purpose, the following (2) types which transformed (1) type, [0007]

[Equation 2]

$$Z_1 = \frac{Z_2}{(Z_2 / Z_3) + 1}$$

$$\frac{Z_2}{Z_3} = 0 \text{ のとき、 } Z_1 = Z_2 \quad \therefore Z_3 = \infty \quad \dots (2)$$

$$(Z_1 = Z_2 \neq 0)$$

since -- it must be Z3 =infinity so that it may understand. Similarly, it is the surface acoustic wave filter F2. In order for a filter shape to fulfill the same conditions, it is (3) types and [0008].

[Equation 3]

$$Z_1 = \frac{Z_3}{1 + (Z_3 / Z_2)}$$

$$\frac{Z_3}{Z_2} = 0 \text{ のとき、 } Z_1 = Z_3 \quad \therefore Z_2 = \infty \quad \dots (3)$$

$$(Z_1 = Z_3 \neq 0)$$

since -- it must be Z2 =infinity so that it may understand. the surface acoustic wave filter F1 and F2 The surface acoustic wave filter F1 to constitute and F2 the property to change with frequency dependent, i.e., a frequency, as an impedance is shown in drawing 28 -- **** -- it is. [however,] Therefore, each surface

acoustic wave filter F1 which fulfills the above-mentioned conditions and F2 The impedance characteristic to a frequency It sets to the own (for example, surface acoustic wave filter F1) passband of a filter, and is the impedance Z_1 of the whole circuit. It has a near value. And it sets in the rejection band region used as the passband of the filter (for example, surface acoustic wave filter F2) of another side, and is the impedance Z_1 of the whole circuit. It is required to become a far big value.

[0009] To such a request, the conventional transversal mold filter does not fulfill required conditions, as shown in drawing 27 . In order to satisfy the condition, it is each surface acoustic wave filter F1 and F2. An impedance matching circuit is needed.

[0010] Conventionally, the circuit which performs phase rotation according to L (inductance), the circuit which performs phase rotation by C (capacitor) component, or track length, and performs phase rotation by LC component was used for this impedance matching circuit, and it had become complicated circuitry.

[0011] Moreover, each surface acoustic wave filter F1 when constituting a splitter and F2 In order to fully employ a property efficiently, as it mentioned above, it is one surface acoustic wave filter F1. Surface acoustic wave filter F2 of another side in a passband Although the barrier property, i.e., the magnitude of attenuation, needed to be enlarged as much as possible therefore, the configuration which makes a filter multistage was adopted in the former.

[0012]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] In the conventional transversal filter, when it is going to realize phase rotation for fulfilling the conditions on a splitter configuration using L and C component, since the rotation of phase rotation is large, there is a problem which causes property degradation of each filter. Consequently, the improvement of the impedance characteristic to the own frequency of a filter is needed.

[0013] Furthermore, since multistage-ization of the filter aiming at an improvement of a barrier property has the problem to which enlargement of a

chip size is invited and the manufacture yield also worsens with the increment in an insertion loss, it is necessary to acquire a desired property with a small element number as much as possible.

[0014] The purpose of this invention is to offer the splitter which can secure a desired property with the simplification of the configuration of a filter.

[0015]

[Means for Solving the Problem] In order to solve the above-mentioned technical problem, invention indicated to claim 1 constitutes a splitter using two or more band-pass filters (F1 and F2) constituted using the surface acoustic wave resonator (RS0, RS, and RP0 and RP), as shown in drawing 1 .

[0016] invention indicated to claim 2 is shown in drawing 1 -- as -- a common signal terminal (T0) -- a surface acoustic wave resonator (RS0 and RS --) Two or more band-pass filters (F1 and F2) constituted using RP are connected to juxtaposition at **. Said each band-pass filter (F1 and F2) is the splitter which has the property of a passage frequency band different, respectively. Said each band-pass filter (F1 and F2) each The surface acoustic wave resonator (RS0) connected to the node side between each band-pass filter (F1 and F2) to the signal line (lh) at the serial is had and constituted.

[0017] Invention indicated to claim 3 prepares and constitutes a high impedance element (L) in the band-pass filter (F2) concerned in a splitter according to claim 2 at juxtaposition between said serial surface acoustic wave resonators (RS0) and said common signal terminals (T0), as shown in drawing 3 .

[0018] Invention indicated to claim 4 forms and constitutes a capacitor (C) in the band-pass filter (F2) concerned in a splitter according to claim 3 at a serial between said high impedance elements (L) and said serial surface acoustic wave resonators (RS0), as shown in drawing 5 .

[0019] invention indicated to claim 5 is shown in drawing 7 -- as -- a common signal terminal (T0) -- a surface acoustic wave resonator (RS0 and RS --) two or more band-pass filters (F1 --) constituted using RP0 and RP F2 connects with juxtaposition at ** -- having -- at least -- said each band-pass filter (F1 --) One

band-pass filter of F2 (F2) is the splitter which has the surface acoustic wave resonator (RP0) connected [the node side with the band-pass filter (F1) of another side] to said common signal terminal (T0) at juxtaposition. Between the surface acoustic wave resonator (RP0) of said juxtaposition, and said common signal terminal (T0), the track for phase rotation (S) is established and constituted in the band-pass filter (F2) concerned at a serial.

[0020] invention indicated to claim 6 -- invention of claim 5 -- setting -- the band-pass filter (F1) of said another side -- said node (a --) It has the surface acoustic wave resonator (RSO) connected to b) side to the signal line (lh) at the serial, and a high impedance element (L) is prepared and constituted in the elastic surface resonator (RSO) concerned at juxtaposition between said node (a, b) and said serial surface acoustic wave resonator (RSO).

[0021] Invention indicated to claim 7 forms and constitutes a capacitor (C) in the band-pass filter (F1) of the another side concerned at a serial between said high impedance elements (L) and said serial surface acoustic wave resonators (RSO).

[0022] invention indicated to claim 8 -- a common signal terminal (T0) -- a surface acoustic wave resonator (RS0 and RS --) Two or more band-pass filters (F1 and F2) constituted using RP are connected to juxtaposition at **. At least one band-pass filter (F1) of said each band-pass filter (F1 and F2) It is the splitter which has the surface acoustic wave resonator (RS0) connected to the node side with the band-pass filter (F2) of another side to the signal line (lh) at the serial. The opening length of said serial surface acoustic wave resonator (RS0) is constituted so that it may be made shorter than the opening length of other surface acoustic wave resonators (RS and RP).

[0023] invention indicated to claim 9 is shown in drawing 10 and drawing 12 $R > 2$ -- as -- a common signal terminal (T0) -- a surface acoustic wave resonator (RS0 and RS --) two or more band-pass filters (F1 --) constituted using RP0 and RP F2 connects with ** in juxtaposition -- having -- said band-pass filter (F1 --) It is the band center frequency of F2 f_1 and f_2 Both frequencies are $f_1 < f_2$ when it carries out. It is the splitter which has relation. several [of the serial surface acoustic

wave resonator (RS0 and RS) which constitutes said each band-pass filter (F1 and F2)] -- several [of NRS and a juxtaposition surface acoustic wave resonator (RP0 and RP)] -- relation with NRP Band center frequency f_1 In a band-pass filter (F1), it considers as $NRS > NRP$, and is the band center frequency f_2 . If it is in a band-pass filter (F2), it constitutes as $NRS \leq NRP$.

[0024] two or more band-pass filters (F1 --) with which the in-series surface acoustic wave resonator (RS0 and RS) and the parallel surface acoustic wave resonator (RP0 and RP) were together put, and invention indicated to claim 10 was constituted to the signal line F2 is the splitter which differs in a passage frequency band, respectively and it comes to connect with a common signal terminal (T0) in juxtaposition. Among said two or more band-pass filters (F1 and F2), it sets up and the antiresonant frequency of at least one serial surface acoustic wave resonator in one of band-pass filters (F1) is constituted so that it may become near the band center frequency of the band-pass filter of another side.

[0025] two or more band-pass filters (F1 --) with which the in-series surface acoustic wave resonator (RS0 and RS) and the parallel surface acoustic wave resonator (RP0 and RP) were together put, and invention indicated to claim 11 was constituted to the signal line the splitter which F2 differs in a passage frequency band, respectively, and it comes to connect with a common signal terminal (T0) in juxtaposition -- it is -- the band center frequency of each of said band-pass filter (F1 and F2) -- respectively -- f_1 and f_2 ***** -- Both are $f_1 < f_2$. When it has relation, it is the band center frequency f_2 . Inside of the juxtaposition surface acoustic wave resonator (RP0 and RP) in a band-pass filter (F2), About the resonance frequency of at least one juxtaposition surface acoustic wave resonator, it is said band center frequency f_1 . It sets up and constitutes so that it may become near.

[0026]

[Function] By according to invention according to claim 1, having constituted the splitter using two or more band-pass filters (F1 and F2) constituted using the

surface acoustic wave resonator (RS0, RS, and RP0 and RP), as shown in drawing 1 Without the lack of oppression of the signal in the outside of the passband which the splitter using BRF (Band Rejection Filter) used conventionally has arising Moreover, the impedance in the outside of the passband of each band-pass filter at the time of constituting a splitter An impedance matching circuit becomes possible [enlarging with needlessness or a very easy configuration], and the circuitry as a splitter can be simplified, therefore it becomes possible to hold a required property and to miniaturize.

[0027] As shown in drawing 1 according to invention according to claim 2, it is the surface acoustic wave filter F1 and F2. By having formed the series resonance machine RS 0 in the mutual connection side, it is the surface acoustic wave filter F1 and F2. The impedance in the cutoff band outside a passband serves as a far big value compared with circuit impedance.

[0028] According to invention according to claim 3, as shown in drawing 3 , the high impedance element (L) connected to the band-pass filter (F2) at juxtaposition acts as an impedance matching circuit for acquiring a required property, when it constitutes the splitter concerned. Thus, according to this invention, it becomes possible to acquire a property required as a splitter in an easy impedance matching circuit.

[0029] According to invention according to claim 4, as shown in drawing 5 , the capacitor (C) formed with the high impedance element (L) acts as an amendment element of the phase rotation by the high impedance element (L), and is contributed to the impedance matching by exact phase rotation with a high impedance element (L). Thus, in this invention, an impedance matching circuit can be constituted from very few elements, and it becomes simply possible about the configuration of a splitter to miniaturize.

[0030] According to invention according to claim 5, as shown in drawing 7 , the track for phase rotation (S) connected to the band-pass filter (F2) at the serial acts as an impedance matching circuit. Thus, also when the surface acoustic wave resonator by the side of the common signal terminal (T0) of a band-pass

filter (F2) is a parallel resonance machine (RP0), an impedance matching circuit (M) can be constituted only from very few impedance elements, a required property is held, and the miniaturization of a splitter is possible.

[0031] According to invention according to claim 6, in addition to the property improvement of the band-pass filter (F2) on the track for phase rotation according to claim 5 (S), the high impedance element (L) by which parallel connection was carried out to the band-pass filter (F1 which has the serial surface acoustic wave filter RSO) of another side acts the impedance matching circuit for acquiring a required property, when it constitutes a splitter. Thus, according to this invention, it becomes possible to acquire a property required in a simple impedance matching circuit as compared with the former, and a splitter can be miniaturized.

[0032] Since the capacitor (C) which was inserted in addition to the configuration according to claim 6 acts on the amendment element of a phase rotation operation of a high impedance element (L) according to invention according to claim 7, still more exact impedance matching can be performed.

[0033] According to invention according to claim 8, it is the surface acoustic wave filter F1 at least. They are other series resonance machines RS and the parallel resonance machine RP about the opening length of the series resonance machine RS 0. By shortening, the value of the impedance in the cutoff band by the side of a RF can be enlarged further.

[0034] According to invention according to claim 9, it is the series resonance machine RS. Parallel resonance machine RP It becomes controllable [the attenuation outside a passband] by adjusting a number. According to invention according to claim 10, when making it the antiresonant frequency of at least one series resonance machine RS become near the band center frequency of other filters, it becomes controllable [the attenuation in the outside of a passband], and the property of a splitter may be improved as a result.

[0035] According to invention according to claim 11, it is the surface acoustic wave filter F2. At least one parallel resonance machine RP which can be set The filter F1, i.e., the surface acoustic wave filter, of others [resonance frequency]

Band center frequency f_1 The magnitude of attenuation in the outside of a band can be increased, without making loss increase by making it become near, consequently the property of a splitter may be improved.

[0036]

[Example] Next, the example of this invention is explained based on a drawing.

[I] The 1st example of this invention is shown in 1st example drawing 1. common signal terminal T0 **** -- the common nodes a and b -- minding -- the surface acoustic wave filter F1 and F2 it connects with juxtaposition -- having -- **** -- each surface acoustic wave filter F1 and F2 from -- the signal terminal T1 and T2 It is drawn according to the individual, respectively.

[0037] The surface acoustic wave filter F1 and F2 The series resonance machine RS 0 which is a 1 terminal pair form resonator which has a radial fin type electrode and a reflector, and parallel resonance machine RP It is constituted.

The series resonance machine RS 0 is the surface acoustic wave filter F1.

Parallel surface acoustic wave filter F2 It is inserted in the common node a and b side. That is, common signal terminal T0 When it sees from a side, the series resonance machine RS 0 is positioned in the resonator of the first rank. This circuitry is the surface acoustic wave filter F2. It is the same even if it attaches.

Each series resonance machine RS 0 and parallel resonance machine RP Only a required number of stages is connected to series, and combination is each surface acoustic wave filter F1 and F2. It constitutes.

[0038] The surface acoustic wave filter F1 and F2 It has mutually different band center frequency, and is the surface acoustic wave filter F1. Band center frequency f_1 For example, 887 [MHz] and the surface acoustic wave filter F2 Band center frequency f_2 It is set as 932 [MHz] and is $f_1 < f_2$. It has relation.

[0039] The series resonance machines RS0 and RS and parallel resonance machines RP0 and RP For example, it is formed with the aluminum-2%Cu electrode material on LT (lithium tantalate) substrate. Thus, the surface acoustic wave filter F1 at the time of using the series resonance machine RS 0 for a circuit connection side with the filter of another side and the surface acoustic wave filter

F2 The Smith chart is shown in drawing 2 . In drawing 2 , the field of P is a signal passband, A is an attenuation band by the side of low frequency, and B is an attenuation band by the side of high frequency. The characteristic impedance of a circuit is 50 [ohm] and this drawing 2 shows taking a value with the big impedance of the attenuation bands A and B to this. This means satisfying the impedance characteristic of each required band-pass filter, when it constitutes a splitter.

[0040] [II] As stated to the 2nd example point, it is the surface acoustic wave filter F1. Surface acoustic wave filter F2 In between $f_1 < f_2$ In the case of a property as it is related and each band-pass filter shows to drawing 4 , it is the surface acoustic wave filter F1. Surface acoustic wave filter F2 Since it has a high impedance in the passband frequency, Surface acoustic wave filter F1 To a side, the impedance matching circuit M is unnecessary, and it is the surface acoustic wave filter F2. The same property as the case of being independent is acquired.

[0041] On the other hand, surface acoustic wave filter F2 In the attenuation band A by the side of low frequency, it does not become a high impedance but there is possibility of a clo stroke. Then, the impedance matching circuit M for forming a high impedance in the attenuation band A by the side of low frequency is needed.

[0042] The above-mentioned surface acoustic wave filter F2 The example which inserted the impedance matching circuit M for forming the attenuation band A by the side of low frequency into a high impedance is shown in drawing 3 . As shown in drawing 3 , it is the surface acoustic wave filter F2. The impedance matching circuit M intervenes among the common nodes a and b. The impedance matching circuit M consists of L for phase rotation (inductance) which is a high impedance element. Specifically, inductances L are 6 [nH] extent. Moreover, an inductance L is formed of metal striplines, such as gold, a tungsten (W), and copper (Cu), on a glass epoxy group plate or a ceramic substrate. In addition, in the case of a glass epoxy group plate, striplines are line breadth 0.5 [mm] and die-length 11 [mm] extent, and, in the case of a ceramic substrate, can be realized with line breadth 0.2 [mm] and die-length 6 [mm] extent.

[0043] Thus, surface acoustic wave filter F2 A phase is rotated in the direction of the arrow head of drawing 4 so that drawing 2 (the 1st example) and drawing 4 (this example) may be compared and understood by inserting the inductance L1 piece easy impedance matching circuit M, and it is the surface acoustic wave filter F2. High impedance-ization by the side of the attenuation band A by the side of low frequency can be attained. Since high impedance-ization in a cutoff band can be attained, an impedance characteristic required as a splitter can be obtained and it also sets after the configuration of a splitter, and having inserted the series resonance machine RS 0 and an interval are each surface acoustic wave filter F1 and F2. The same property as the case where it exists independently is maintainable. And with an inductance L, since the impedance matching circuit M is good, the miniaturization of it is attained.

[0044] [III] The 3rd example of this invention is shown in 3rd example drawing 5 . This example is the surface acoustic wave filter F2 about the capacitor C for amending the phase rotation of the inductance L for phase rotation in the 2nd example (drawing 3). The example inserted in the serial between the series resonance machine RS 0 and the inductance L is indicated.

[0045] That is, in the phase rotation by the inductance L, since proper impedance matching may be unable to be taken, as shown in the Smith chart of drawing 6 , first, a phase is rotated in the direction of an arrow head by Capacitor C, and, subsequently phase rotation is carried out with an inductance L.

[0046] Thus, by having used the series resonance machine RS 0, the easy impedance matching circuit M of an inductance L and the capacitor C for phase rotation amendment is sufficient, therefore a splitter can be miniaturized, holding a property required as a splitter.

[0047] [IV] The 4th example is shown in 4th example drawing 7 . This example is the surface acoustic wave filter F1. Surface acoustic wave filter F2 The series resonance machine RS 0 is inserted in a circuit connection side, and it is the surface acoustic wave filter F2. The parallel resonance machine RP 0 is inserted in a circuit connection side with the surface acoustic wave filter F1, and it is the

surface acoustic wave filter F2. It is the example which inserted the track S for phase rotation in the serial.

[0048] Thus, surface acoustic wave filter F1 Also by inserting the series resonance machine RS 0 only in a side, it is the surface acoustic wave filter F1. High impedance-ization by the side of the attenuation band B by the side of high frequency can be attained. In this case, surface acoustic wave filter F2 The resonator of the first rank is the common signal terminal T0. It is the parallel parallel resonance machine RP 0, and does not become a high impedance in the attenuation band A by the side of low frequency (field equivalent to the passband of F1). So, at this example, it is the surface acoustic wave filter F2. The track S for phase rotation is inserted in the serial.

[0049] As the direction of the phase rotation on this track S for serial phase rotation is shown in drawing 8 and in the case of the 2nd example (drawing 3 , drawing 4 $R > 4$) it is shown in drawing 9 although it becomes the circumference of reverse, it is the surface acoustic wave filter F2 by this phase rotation.

Adjustment is taken by the value with a proper impedance. In the case of the glass epoxy group plate, in the case of 25 [mm] extent and a ceramic substrate, the die length of the track S for phase rotation in this case was 16 [mm] extent.

[0050] Also in this case, the impedance matching circuit M can be constituted from a serial inductance L, and a miniaturization is attained with maintenance of a predetermined splitter property. Moreover, it is a band-pass filter F1 as another mode of this example. Between the series resonance machine RSO and Nodes a and b As the inductance L as a high impedance element is shown in drawing 3 , are good for juxtaposition also as a configuration to connect. Further For example, it is clear from old explanation that it is good between an inductance L and the series resonance machine RSO like drawing 5 also as a configuration which inserts Capacitor C at a serial.

[0051] Moreover, at the above example, it is a band-pass filter F1. Band center frequency f1 It is referred to as 887 [MHz] and is a band-pass filter F2. Band center frequency f2 Although illustrated as 932 [MHz] It is not limited to these

frequency allocation or a concrete numeric value, and this invention is each filter F1 and F2. The band center frequency f_1 and f_2 It can be set as any value.

[0052] [V] The 5th example is shown in 5th example drawing 10 - drawing 13 .

This example is the series resonance machines RS0 and RS and the parallel resonance machine RP. By adjusting a number, it is the surface acoustic wave filter F1 and F2. It is a cutoff band and the example which can control the magnitude of attenuation in the band equivalent to a mutual passband is indicated.

[0053] The point which parallel connection of the surface acoustic wave filter F1 and the surface acoustic wave filter F2 of each other is carried out through the common nodes a and b, and constitutes a splitter is the same as each above-mentioned example. For example, please refer to drawing 1 or drawing 26 . Differing is the surface acoustic wave filter F1 and the surface acoustic wave filter F2. It is an internal configuration.

[0054] namely, surface acoustic wave filter F1 it is shown in drawing 10 -- as -- the first rank -- the series resonance machine RS 0 -- placing -- several [of a series resonance machine] -- several [of a NRS> parallel resonance machine] - - the circuit is constituted with relation as NRP. Thus, by considering as NRS>NRP, as shown in drawing 11 , it is the surface acoustic wave filter F1. The magnitude of attenuation of a large next door, therefore Band B increases [the impedance of the attenuation band B by the side of high frequency] .

[0055] On the other hand, surface acoustic wave filter F2 Although the series resonance machine RS 0 is put on the first rank as shown in drawing 12 , the relation of the number of a series resonance machine and parallel resonance machines is the surface acoustic wave filter F1 like $NRS \leq NRP$. It is reverse. Thus, by considering as $NRS \leq NRP$, as shown in drawing 13 , it is the surface acoustic wave filter F2. The signal of the attenuation band A by the side of a large next door, therefore low frequency is controlled for the impedance of the attenuation band A by the side of low frequency, and the magnitude of attenuation increases.

[0056] The surface acoustic wave filter F1 with the above property, and surface acoustic wave filter F2 When it combines, the property in the passage field and cut off region which are crossed mutually becomes good, and a property required as a splitter is maintained.

[0057] [VI] The 6th example is shown in 6th example drawing 14 - drawing 16 . This example is one surface acoustic wave filter F1. The series resonance machine RS 0, the series resonance machine RS, and parallel resonance machine RP The period of an electrode finger is changed (modification) and it is the surface acoustic wave filter F2 of another side about antiresonant frequency. The magnitude of attenuation of a cutoff band is controlled by setting up near a passband. That is, it uses that the through put of a signal declines in antiresonant frequency.

[0058] At the example of drawing 14 and drawing 15 , it is the surface acoustic wave filter F1. The series resonance machine RS 0 and series resonance machine RS The period of an electrode finger is 4.42 [μm], the parallel resonance machine RP 0, and the parallel resonance machine RP. The period of the electrode finger of the series resonance machine RS 0 which carried out 4.60 [μm] and antiresonant frequency near [other] the filter (F2) is 4.30 [μm]. Surface acoustic wave filter F2 Cases are 4.16 [μm], 4.3 [μm], and 4.42 [μm], respectively, as shown in drawing 16 and drawing 17 .

[0059] In this case, surface acoustic wave filter F1 Although it is satisfactory, it is the surface acoustic wave filter F2. Since a component impedance shifts from the characteristic impedance of a circuit in a passband frequency if independent, property degradation of an insertion loss etc. increasing takes place, but since the inductance L which is the impedance matching circuit M is inserted as shown in drawing 18 , a property improves (drawing 19).

[0060] [VII] The 7th example is shown in 7th example drawing 20 . This example is the surface acoustic wave filter F2. It is the parallel resonance machine RP as an approach of controlling the inhibition zone magnitude of attenuation. It is the surface acoustic wave filter F1 about resonance frequency. It is the example set

up near a passband. This is the parallel resonance machine RP which constitutes the filter. It is realizable by making [many] a logarithm compared with the inner parallel resonance machine of others at least one, enlarging opening length, or performing the both. In this case, the period of an electrode finger is fixed and good. Drawing 20 is the parallel resonance machine RP. Change of the magnitude of attenuation at the time of changing a property is shown.

[0061] The example of an experiment of this example is shown in drawing 21 - drawing 24 . drawing 21 -- parallel resonance machine RP opening length 80[μ m] -- m]200 pairs of examples and drawing 22 are [in the opening length 160 [μ m] / 200 pairs of examples and drawing 24 of 150 pairs of examples and drawing 23] 150 pairs of examples in the opening length 80 [μ m] at the opening length 160 [μ m]. An improvement of a cutoff band is found for all. As mentioned above, according to each example of this invention, they are the surface acoustic wave filters F1 and F2. A filter shape when independent can be maintained after constituting a splitter, and the example is shown in drawing 25 (a) - (d). Drawing 25 (a) is the surface acoustic wave filter F1. An independent property and ** (b) are the surface acoustic wave filter F2. An independent property and ** (c) are the surface acoustic wave filter F1 at the time of connecting as a splitter. A property and ** (d) are the surface acoustic wave filter F2. It is an example of a property.

[0062]

[Effect of the Invention] According to this invention the above passage, the filter shape of a surface acoustic wave filter is maintainable after the configuration of a splitter. Moreover, compared with the former, the simplification of a configuration is possible for an impedance matching circuit, and the miniaturization of a chip size of it is attained.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.**** shows the word which can not be translated.

3.In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the representative circuit schematic of the splitter in which the 1st example of this invention is shown.

[Drawing 2] It is the Smith chart of the filter in the 1st example.

[Drawing 3] It is the representative circuit schematic of the splitter in which the 2nd example of this invention is shown.

[Drawing 4] It is the Smith chart of the filter in the 2nd example.

[Drawing 5] It is the representative circuit schematic of the splitter in which the 3rd example of this invention is shown.

[Drawing 6] Filter F2 of the 3rd example It is the Smith chart.

[Drawing 7] It is the representative circuit schematic of the splitter in which the 4th example of this invention is shown.

[Drawing 8] Filter F2 of the 4th example It is the Smith chart.

[Drawing 9] Filter F2 of the 4th example It is the Smith chart which shows the situation of phase rotation.

[Drawing 10] Filter F1 in the 5th example of this invention It is the representative circuit schematic showing a configuration.

[Drawing 11] Filter F1 in the 5th example of this invention It is the circuit diagram showing a filter shape.

[Drawing 12] Filter F2 in the 5th example of this invention It is the representative circuit schematic showing a configuration.

[Drawing 13] Filter F2 in the 5th example of this invention It is drawing showing a filter shape.

[Drawing 14] Filter F1 in the 6th example of this invention It is the representative circuit schematic showing a configuration.

[Drawing 15] Filter F1 in the 6th example of this invention It is drawing showing a filter shape.

[Drawing 16] Filter F2 in the 6th example of this invention It is the representative circuit schematic showing a configuration.

[Drawing 17] Filter F2 in the 6th example of this invention It is drawing showing a filter shape.

[Drawing 18] Filter F2 in the 6th example of this invention It is the representative circuit schematic showing the example which added the impedance matching circuit.

[Drawing 19] Filter F2 in the 6th example of this invention It is drawing showing the filter shape at the time of constituting in a splitter.

[Drawing 20] It is the property Fig. showing the situation of migration of the resonance point in the 7th example of this invention.

[Drawing 21] It is the filter shape Fig. showing the example of the 7th example of this invention.

[Drawing 22] It is the filter shape Fig. showing the example of the 7th example of this invention.

[Drawing 23] It is the filter shape Fig. showing the example of the 7th example of this invention.

[Drawing 24] It is the filter shape Fig. showing the example of the 7th example of this invention.

[Drawing 25] It is the filter shape Fig. showing the effectiveness of each example of this invention.

[Drawing 26] It is the block diagram showing the configuration of the conventional common splitter.

[Drawing 27] It is the property Fig. of each filter of a splitter.

[Drawing 28] It is the Smith chart of the conventional transversal filter.

[Description of Notations]

a, b -- Common node

f1 -- Band center frequency

f2 -- Band center frequency

Ih and Ic -- signal line

F1 -- Surface acoustic wave filter

F2 -- Surface acoustic wave filter

C -- Capacitance

L -- Inductance

M -- Impedance matching circuit

RS0 -- Series resonance machine

RS -- Series resonance machine

RP0 -- Parallel resonance machine

RP -- Parallel resonance machine

T0 -- Common signal terminal

T1 -- Signal terminal

T2 -- Signal terminal

[Translation done.]

*** NOTICES ***

**JPO and NCIP are not responsible for any
damages caused by the use of this translation.**

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

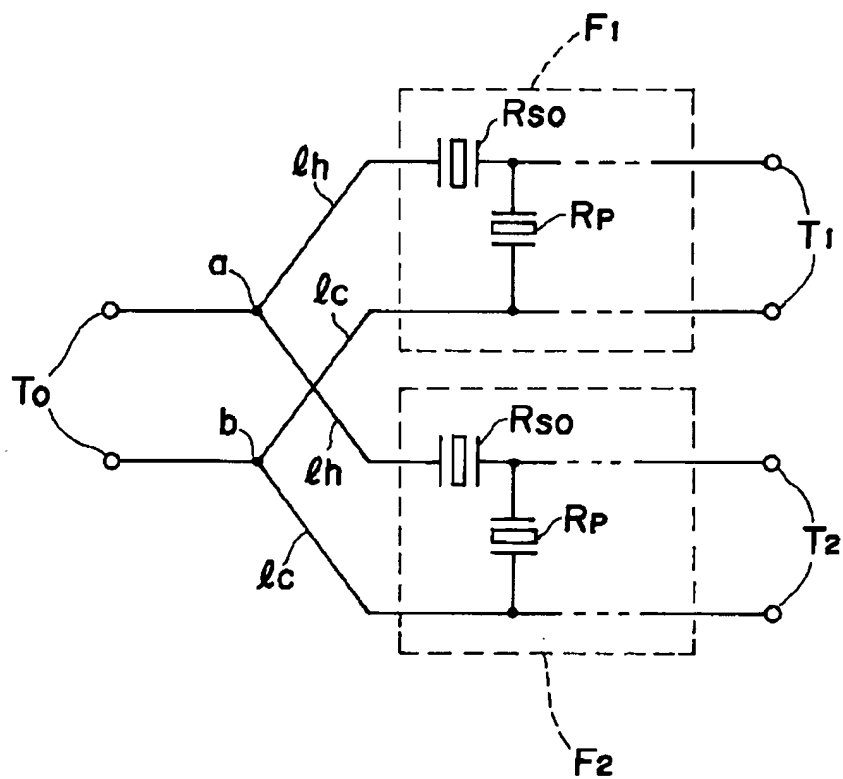
2. **** shows the word which can not be translated.

3. In the drawings, any words are not translated.

DRAWINGS

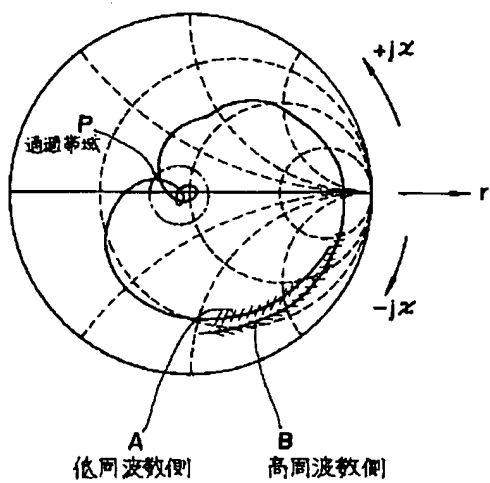
[Drawing 1]

本発明の第1実施例



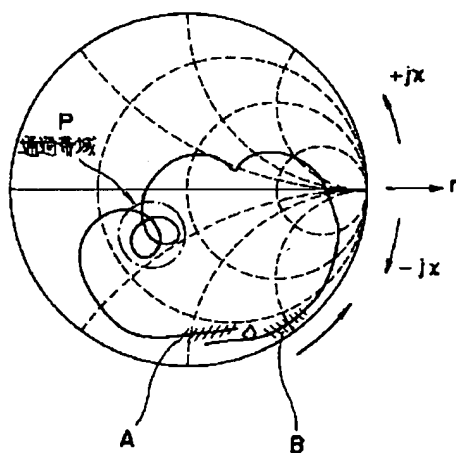
[Drawing 2]

第1実施例におけるフィルタのスミスチャート



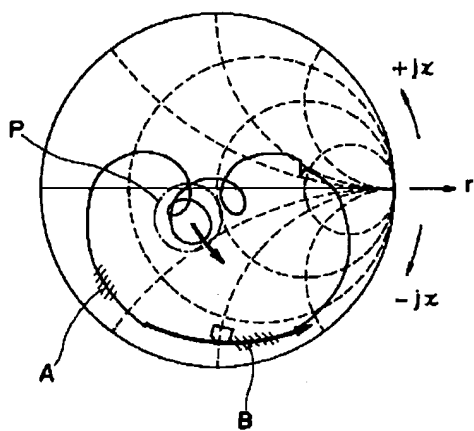
[Drawing 4]

第2実施例のフィルタF2のスミスチャート



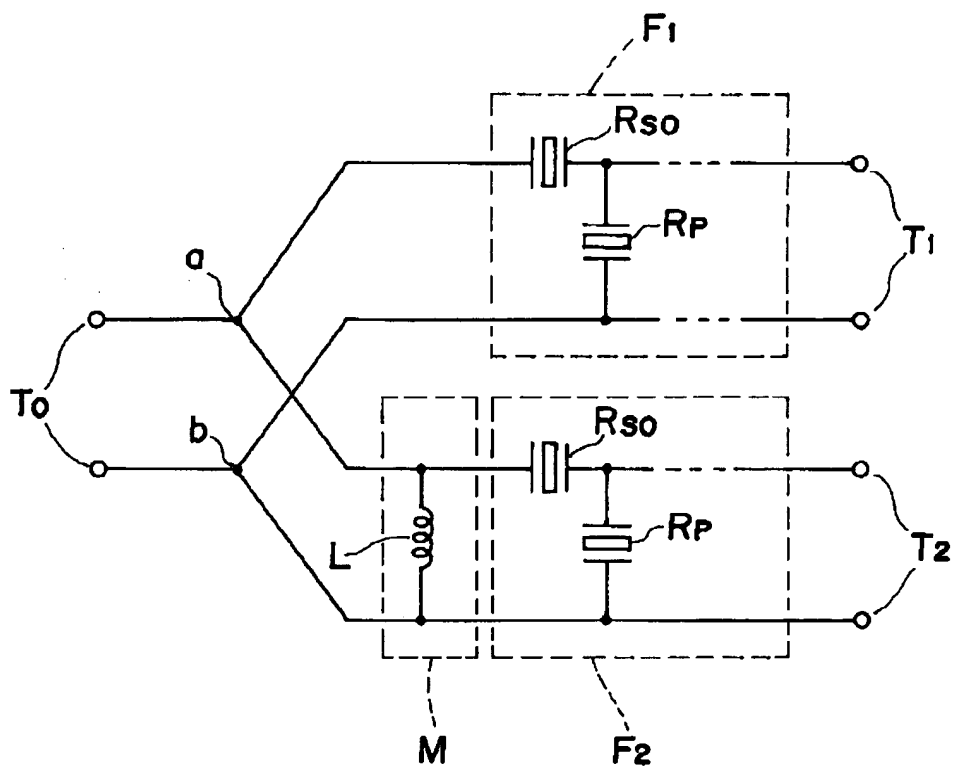
[Drawing 6]

第3実施例のフィルタF₂のスミスチャート



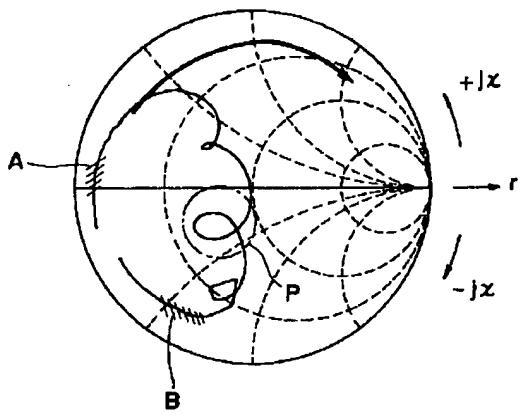
[Drawing 3]

本発明の第2実施例



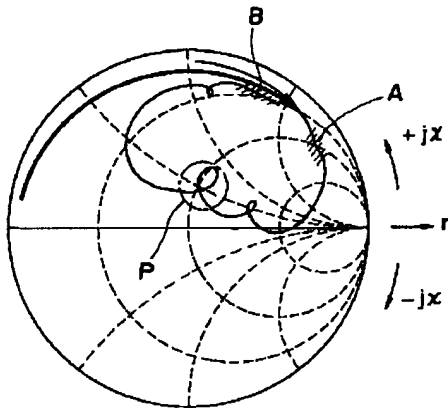
[Drawing 8]

第4実施例のフィルタF₂のスミスチャート



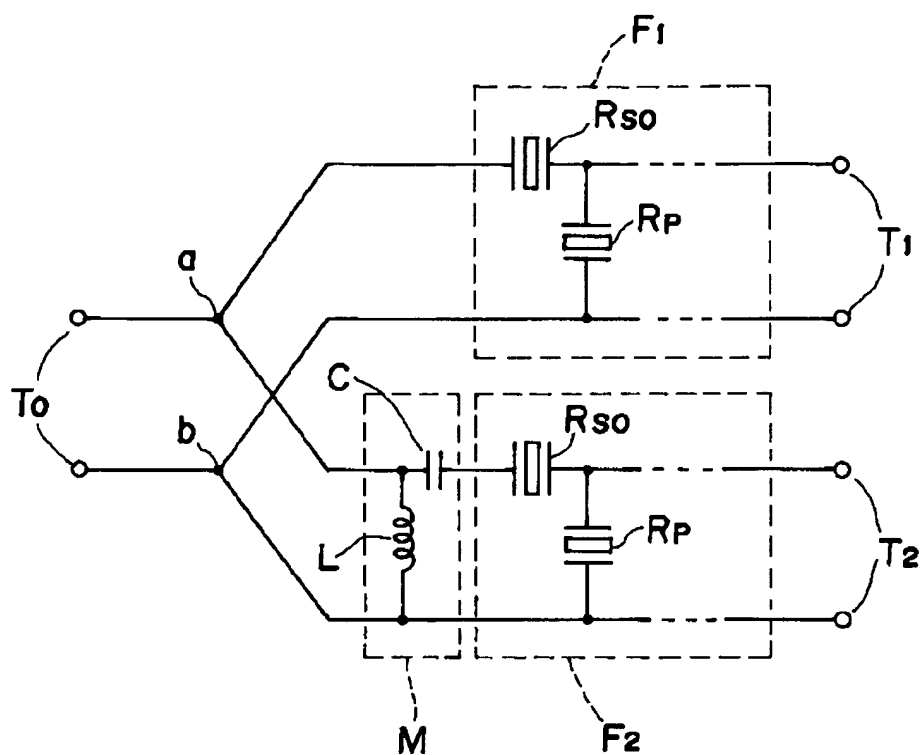
[Drawing 9]

第4実施例のフィルタF₂の位相回転の様子を示すスミスチャート



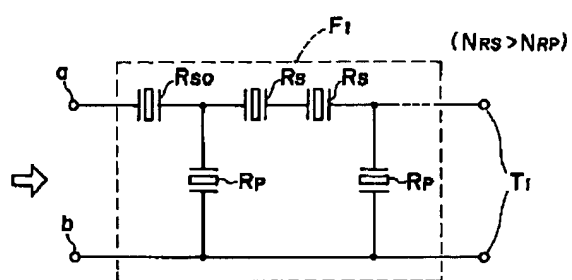
[Drawing 5]

本発明の第3実施例



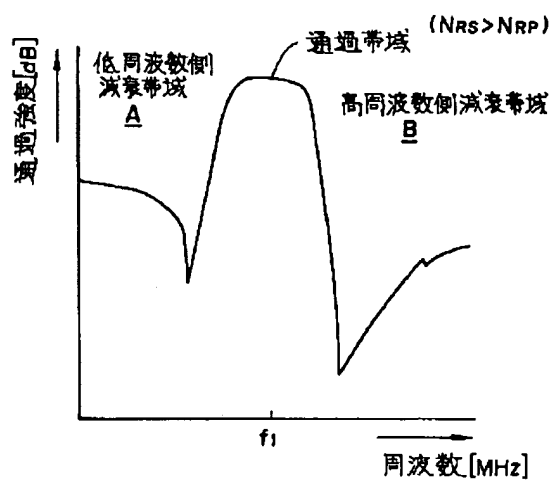
[Drawing 10]

本発明の第5実施例におけるフィルタF₁の構成



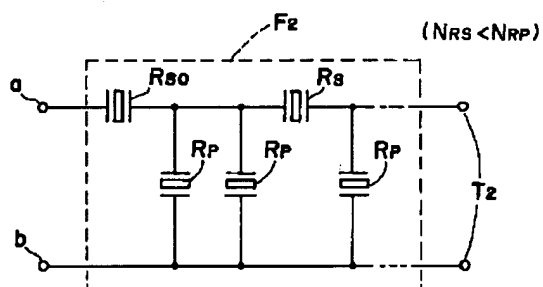
[Drawing 11]

第5実施例におけるフィルタF₁のフィルタ特性



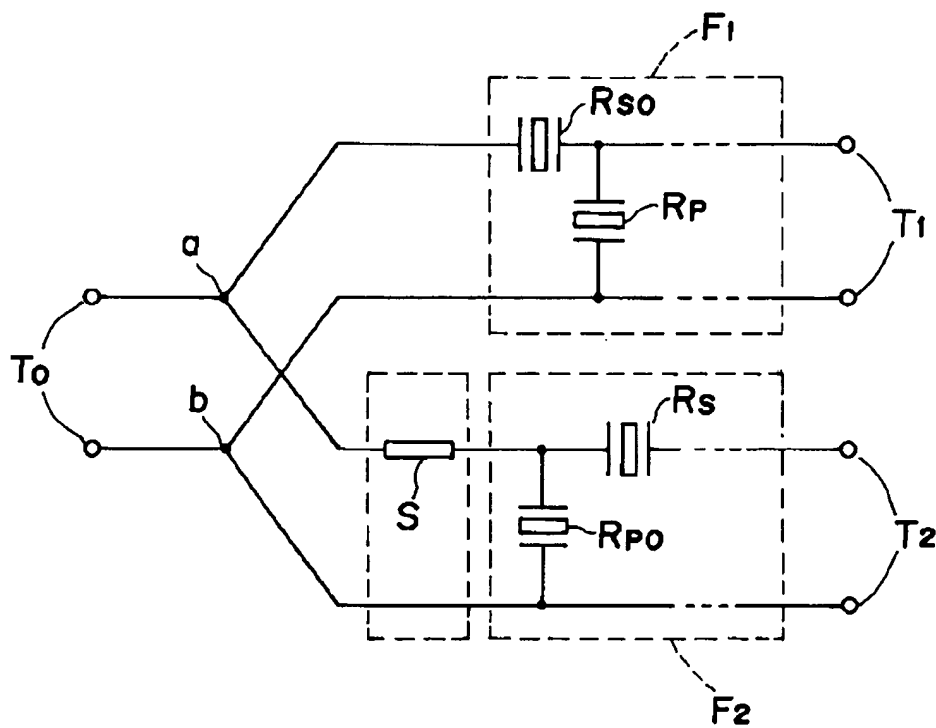
[Drawing 12]

第5実施例におけるフィルタF₂の構成



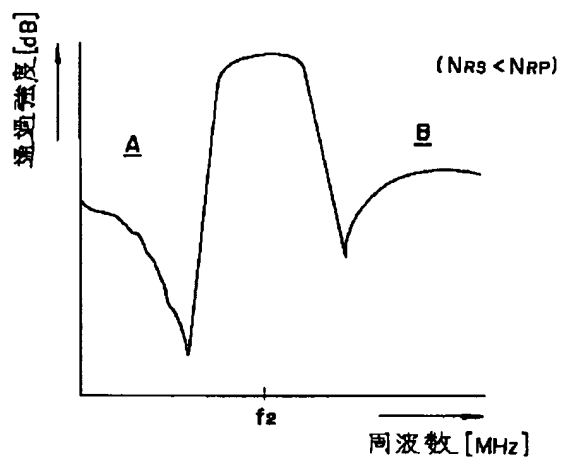
[Drawing 7]

本発明の第4実施例



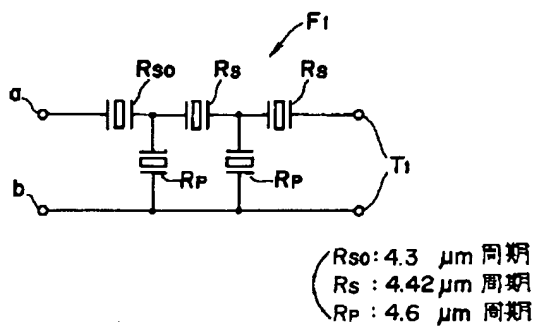
[Drawing 13]

第5実施例におけるフィルタF2のフィルタ特性



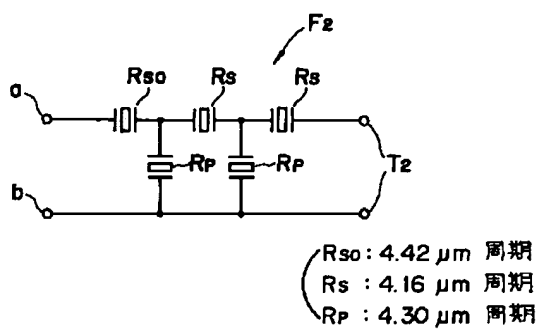
[Drawing 14]

本発明の第6実施例のフィルタF1の構成



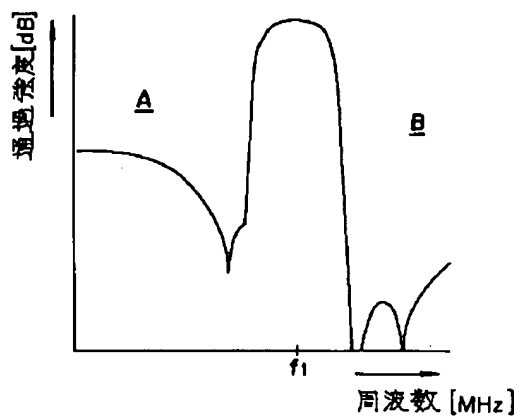
[Drawing 16]

第6実施例におけるフィルタF2の構成



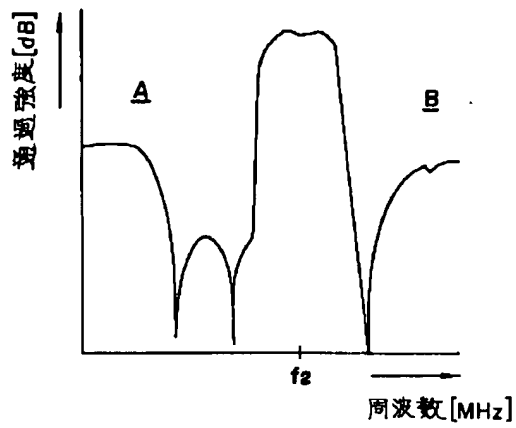
[Drawing 15]

第6実施例におけるフィルタF1のフィルタ特性



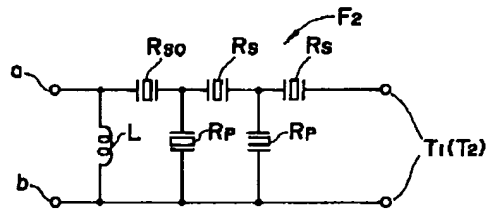
[Drawing 17]

第6実施例におけるフィルタF₂のフィルタ特性



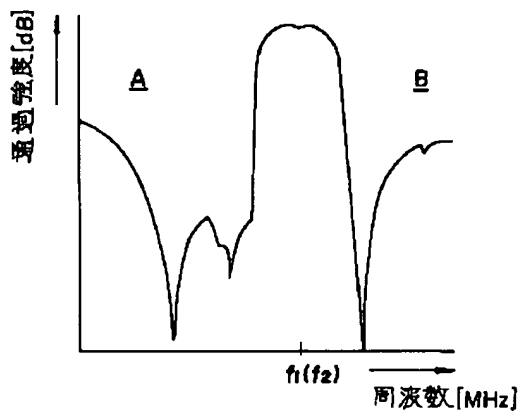
[Drawing 18]

第6実施例におけるフィルタF₂にインピーダンス整合回路を付加した例



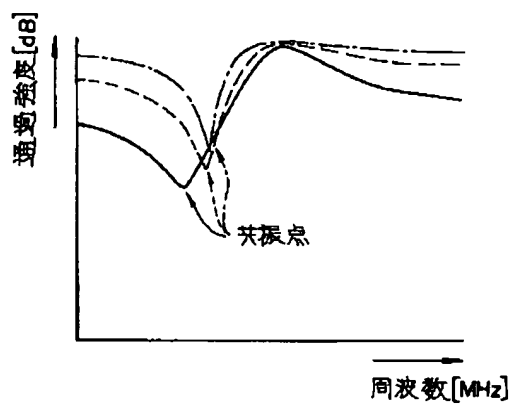
[Drawing 19]

第6実施例のフィルタF₂を介波器に構成した場合のフィルタ特性



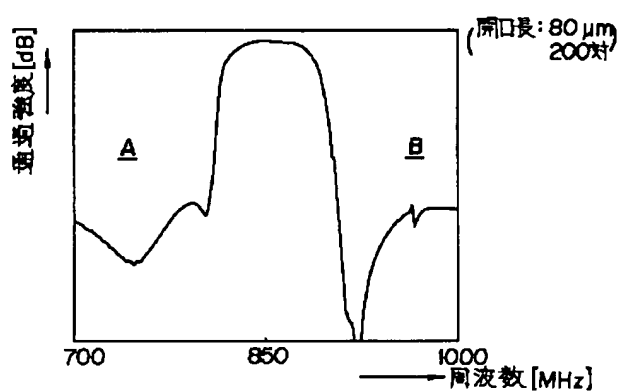
[Drawing 20]

第7実施例 における共振点の移動の様子



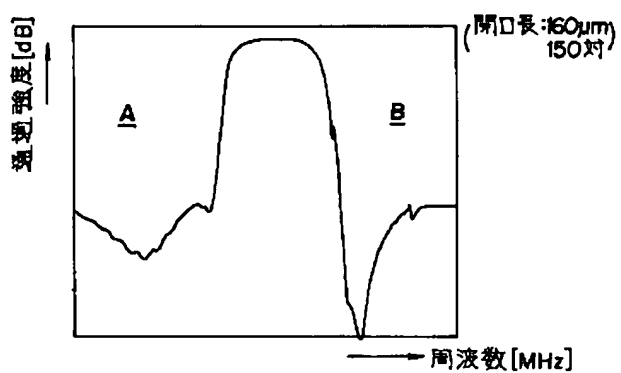
[Drawing 21]

第7実施例



[Drawing 22]

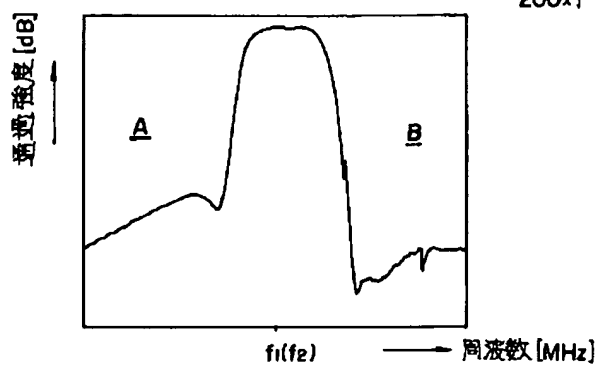
第7実施例



[Drawing 23]

第7実施例

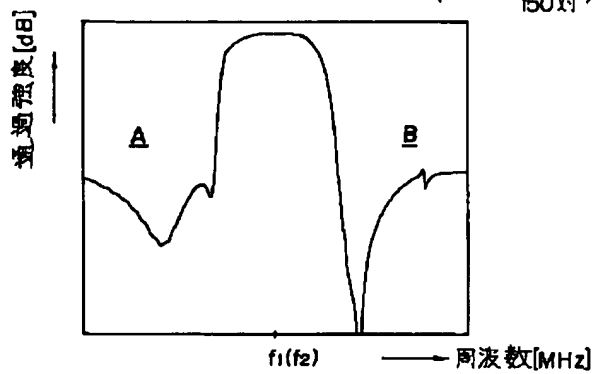
(開口長: 160 μ m)
200対



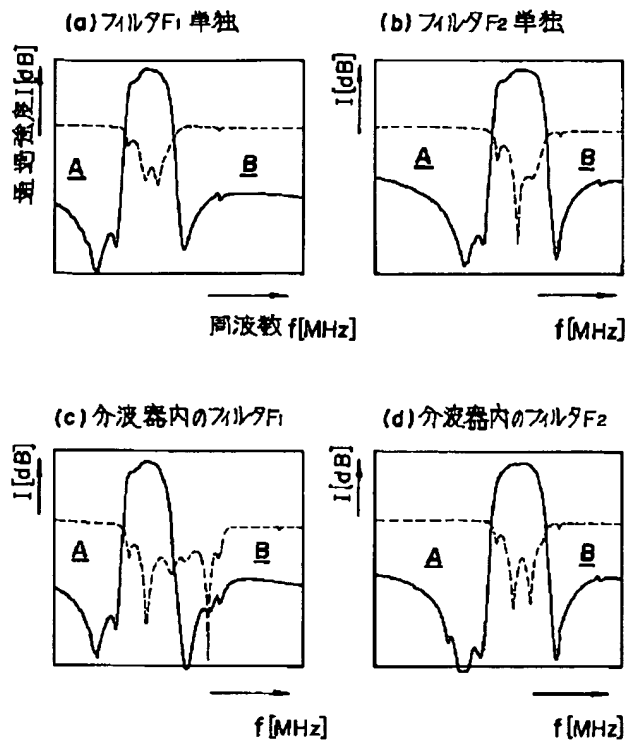
[Drawing 24]

第7実施例

(開口長: 80 μ m)
150対

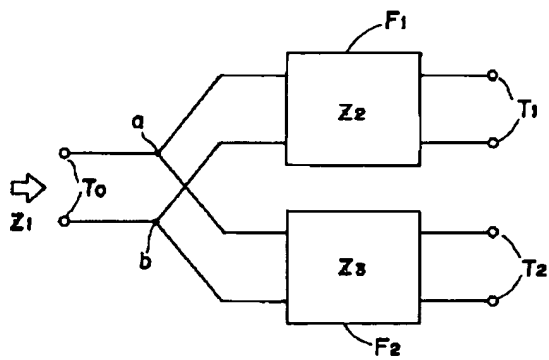


[Drawing 25]



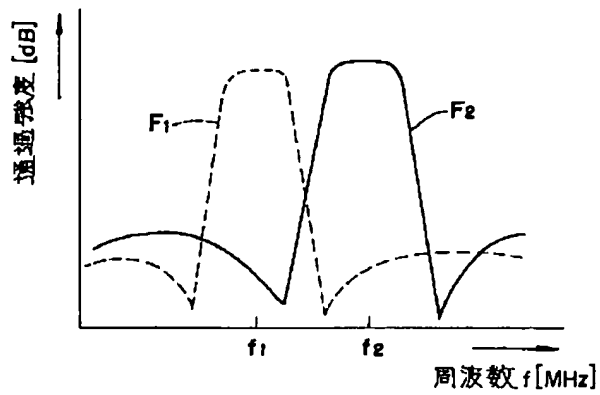
[Drawing 26]

従来の一般的な分波器の構成



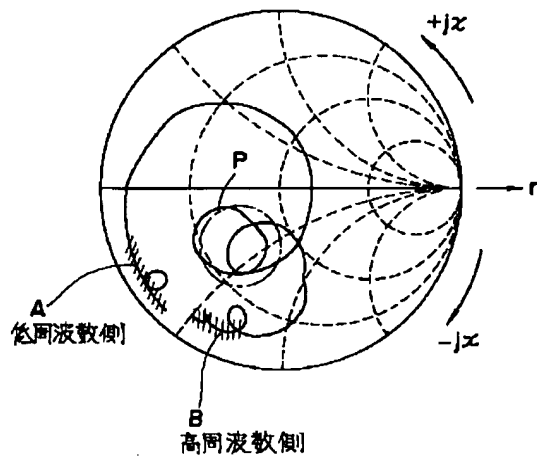
[Drawing 27]

分波器の各フィルタの特性例



[Drawing 28]

従来のトランスバーサル型フィルタのスミスチャート



[Translation done.]

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平 5 - 1 6 7 3 8 8

(43) 公開日 平成5年 (1993) 7月2日

(51) Int. Cl. ⁵

H 0 3 H 9/72

識別記号

庁内整理番号

7259 - 5 J

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 1 1

(全 1 5 頁)

(21) 出願番号 特願平3-332241

(22) 出願日 平成3年 (1991) 12月16日

(71) 出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

(72) 発明者 伊形 理

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(72) 発明者 佐藤 良夫

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(72) 発明者 宮下 勉

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(74) 代理人 弁理士 石川 泰男

最終頁に続く

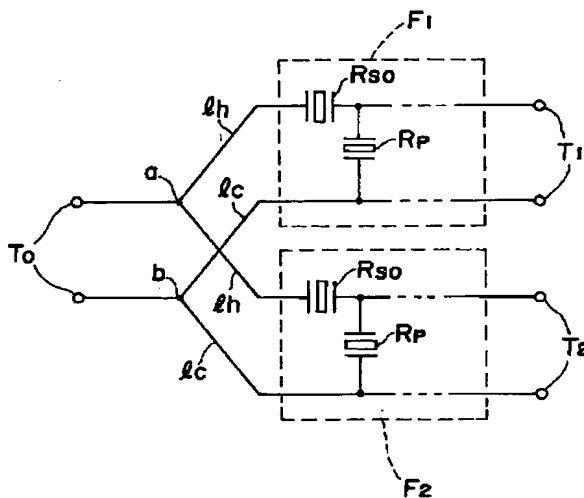
(54) 【発明の名称】 分波器

(57) 【要約】

【目的】 フィルタの構成の簡素化とともに所望の特性を確保しうる分波器を提供する。

【構成】 弾性表面波共振器 R_{SO} 、 R_S 、 R_{PO} 、 R_P を用いて構成された複数の帯域通過フィルタ F_1 、 F_2 を用いて分波器を構成したことを特徴とする。

本発明の第1実施例



【特許請求の範囲】

【請求項1】 弾性表面波共振器 (R_{so} 、 R_s 、 R_{po} 、 R_p) を用いて構成された複数の帯域通過フィルタ (F_1 、 F_2) を用いて構成したことを特徴とする分波器。

【請求項2】 共通信号端子 (T_o) に弾性表面波共振器 (R_{so} 、 R_s 、 R_p) を用いて構成された複数の帯域通過フィルタ (F_1 、 F_2) が互に並列に接続され、前記各帯域通過フィルタ (F_1 、 F_2) がそれぞれ異なる通過周波数帯域の特性を有する分波器であって、前記各帯域通過フィルタ (F_1 、 F_2) それぞれは、各帯域通過フィルタ (F_1 、 F_2) 相互の接続点 (a、b) の側において信号線 (l_n) に対して直列に接続された弾性表面波共振器 (R_{so}) を有することを特徴とする分波器。

【請求項3】 請求項2に記載の分波器において、前記直列の弾性表面波共振器 (R_{so}) と前記接続点 (a、b) との間に、少なくとも一方の帯域通過フィルタに並列に高インピーダンス要素 (L) が設けられていることを特徴とする分波器。

【請求項4】 請求項3に記載の分波器において、前記高インピーダンス要素 (L) と前記直列の弾性表面波共振器 (R_{so}) との間に、当該帯域通過フィルタに直列にコンデンサ (C) が設けられていることを特徴とする分波器。

【請求項5】 共通信号端子 (T_o) に弾性表面波共振器 (R_{so} 、 R_s 、 R_{po} 、 R_p) を用いて構成された複数の帯域通過フィルタ (F_1 、 F_2) が互に並列に接続され、前記各帯域通過フィルタ (F_1 、 F_2) の少なくとも一方の帯域通過フィルタ (F_2) が、他方の帯域通過フィルタ (F_1) との接続点の側において前記共通信号端子 (T_o) に並列に接続された弾性表面波共振器 (R_{po}) を有する分波器であって、前記並列の弾性表面波共振器 (R_{po}) と前記接続点 (a、b) との間に、当該帯域通過フィルタに直列に位相回転用線路 (L) が設けられていることを特徴とする分波器。

【請求項6】 請求項5記載の分波器において、前記他方の帯域通過フィルタ (F_1) は前記接続点 (a、b) の側において信号線 (l_n) に対して直列に接続された弾性表面波共振器 (R_{so}) を有し、前記接続点 (a、b) と前記直列弾性表面波共振器 (R_{so}) との間に、当該弾性表面波共振器 (R_{so}) に並列に高インピーダンス要素 (L) が設けられていることを特徴とする分波器。

【請求項7】 請求項6記載の分波器において、前記高インピーダンス要素 (L) と前記直列の弾性表面波共振器 (R_{so}) との間に、当該他方の帯域通過フィルタ (F_1) に直列にコンデンサ (C) が設けられていることを特徴とする分波器。

【請求項8】 共通信号端子 (T_o) に弾性表面波共振器 (R_{so} 、 R_s 、 R_p) を用いて構成された複数の帯域

通過フィルタ (F_1 、 F_2) が互に並列に接続され、少なくとも前記各帯域通過フィルタ (F_1 、 F_2) のいずれか一方の帯域通過フィルタ (F_1) は、他方の帯域通過フィルタ (F_2) との接続点の側において信号線 (l_n) に対して直列に接続された弾性表面波共振器

(R_{so}) を有する分波器であって、前記直列の弾性表面波共振器 (R_{so}) の開口長は、他の弾性表面波共振器 (R_s 、 R_p) の開口長より短いことを特徴とする分波器。

【請求項9】 共通信号端子 (T_o) に弾性表面波共振器 (R_{so} 、 R_s 、 R_{po} 、 R_p) を用いて構成された複数の帯域通過フィルタ (F_1 、 F_2) が互に並列的に接続され、前記帯域通過フィルタ (F_1 、 F_2) の帯域中心周波数を f_1 、 f_2 としたとき両周波数が $f_1 < f_2$ なる関係を有する分波器であって、

前記各帯域通過フィルタ (F_1 、 F_2) を構成する直列弾性表面波共振器 (R_{so} 、 R_s) の数 N_{rs} と並列弾性表面波共振器 (R_{po} 、 R_p) の数 N_{rp} との関係を、帯域中心周波数 f_1 の帯域通過フィルタ (F_1) においては $N_{rs} > N_{rp}$ とし、かつ、帯域中心周波数 f_2 の帯域通過フィルタ (F_2) にあつては $N_{rs} \leq N_{rp}$ として構成したことを特徴とする分波器。

【請求項10】 信号線に対し直列な弾性表面波共振器 (R_{so} 、 R_s) と並列な弾性表面波共振器 (R_{po} 、 R_p) とが組合わされて構成された複数の帯域通過フィルタ (F_1 、 F_2) が、それぞれ通過周波数帯域を異にして、共通信号端子 (T_o) に並列的に接続されてなる分波器であって、

前記複数の帯域通過フィルタ (F_1 、 F_2) のうち、いずれか一方の帯域通過フィルタ (F_1) 中の少なくとも一つの直列弾性表面波共振器の反共振周波数を、他方の帯域通過フィルタの帯域中心周波数の近傍となるよう設定したことを特徴とする分波器。

【請求項11】 信号線に対し直列な弾性表面波共振器 (R_{so} 、 R_s) と並列な弾性表面波共振器 (R_{po} 、 R_p) とが組合わされて構成された複数の帯域通過フィルタ (F_1 、 F_2) が、それぞれ通過周波数帯域を異にして、共通信号端子 (T_o) に並列的に接続されてなる分波器であって、

前記各帯域通過フィルタ (F_1 、 F_2) の帯域中心周波数をそれぞれ f_1 、 f_2 として、両者が $f_1 < f_2$ なる関係を有する場合に、帯域中心周波数 f_2 の帯域通過フィルタ (F_2) 中の並列弾性表面波共振器 (R_{po} 、 R_p) のうち、少なくとも一つの並列弾性表面波共振器の共振周波数を、前記帯域中心周波数 f_1 の近傍となるように設定したことを特徴とする分波器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、分波器に係り、より詳細には、弾性表面波共振器により構成される弾性表面波

フィルタを用いた分波器に関する。

【0002】近年、自動車電話、携帯電話等の開発が進められており、これらの小型通信機器には、送受信信号の分岐あるいは挿入を行うための分波器が用いられている。機器構成の小形化、高性能化の要請から、分波器の構成部品にも小型化、高性能化が要請され、最近では弾性表面波素子を用いたフィルタが多く用いられている。弾性表面波フィルタとしては帯域通過フィルタが実用化されており、それはトランスバーサル形と共振器形とに大別でき、本発明は共振器形フィルタを用いた分波器に

【0003】

【従来の技術】図26に、分波器の一般的構成を示す。図26に示すように、共通信号端子 T_0 には共通接続点 a 、 b を共通点として弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 が並列接続され、各弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 は信号端子 T_1 、 T_2 をそれぞれ有している。弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 は、図27に示すように、それぞれ互に異なる帯域中心周波数 f_1 、 f_2 を有しており、共通信号端子 T_0 から入力された信号は、弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 によって周波数別に分波され、信号端子 T_1 、 T_2 より出力される。あるいは、共通信号端子 T_0 から入力された信号は弾性表面波フィルタ F_2 のみ通

過されて信号端子 T_2 より出力され、あるいはまた、信号端子 T_1 から入力された信号が弾性表面波フィルタ F_1 を介して共通信号端子 T_0 に出力される。

【0004】このような分波器において、弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 は分波器として構成される前と後とは同一の特性に維持される必要があり、並列接続されることによって特性上の変化があってはならない。

【0005】図26において、回路の特性インピーダンスを Z_1 、弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 のインピーダンスをそれぞれ Z_2 、 Z_3 とすると、共通信号端子 T_0 側からみたインピーダンスは次の(1)式のように表わされる。

【0006】

【数1】

$$Z_1 = \frac{Z_2 \cdot Z_3}{Z_2 + Z_3} \quad \dots (1)$$

弾性表面波フィルタ F_1 のフィルタ特性が分波器の構成前と同じ特性になるためには、 $Z_1 = Z_2$ となる必要がある。そのためには、(1)式を変形した次の(2)式、

【0007】

【数2】

$$Z_1 = \frac{Z_2}{(Z_2 / Z_3) + 1}$$

$$\frac{Z_2}{Z_3} = 0 \text{ のとき、} Z_1 = Z_2 \quad \therefore Z_3 = \infty \quad \dots (2)$$

$$(Z_1 = Z_2 \neq 0)$$

からわかるように、 $Z_3 = \infty$ でなければならない。同様に、弾性表面波フィルタ F_2 のフィルタ特性が同じ条件を満たすためには、(3)式、

*【0008】

【数3】

$$Z_1 = \frac{Z_3}{1 + (Z_3 / Z_2)}$$

$$\frac{Z_3}{Z_2} = 0 \text{ のとき、} Z_1 = Z_3 \quad \therefore Z_2 = \infty \quad \dots (3)$$

$$(Z_1 = Z_3 \neq 0)$$

からわかるように、 $Z_2 = \infty$ でなければならない。しかし、弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 を構成する弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 のインピーダンスは、図28に示すように、周波数依存性、すなわち周波数によって変化する性質をもっている。したがって、上記条件を満たす各弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 の周波数に対するインピーダンス特性は、フィルタ自身(例えば、弾性表面波フィルタ F_1)の通過帯域においては回路全体のインピーダンス Z_1 に近い値をもち、かつ、他方のフィルタ(例えば、弾性表面波フィルタ F_2)の通過帯域となる

阻止帯域においては、回路全体のインピーダンス Z_1 よりはるかに大きな値となる必要がある。

【0009】このような要請に対して、従来のトランスバーサル型フィルタは、図27に示すように、必要な条件を満たしていない。その条件を満足するためには、各弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 にインピーダンス整合回路が必要となる。

【0010】従来、このインピーダンス整合回路には、 L (インダクタンス)、 C (コンデンサ)素子により位相回転を行う回路、あるいは、線路長により位相回転を

行ない、かつ、LC素子により位相回転を行う回路が用いられ、複雑な回路構成となっていた。

【0011】また、分波器を構成したときの各弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 の特性を十分に生かすためには、上述したように、一方の弾性表面波フィルタ F_1 の通過帯域における他方の弾性表面波フィルタ F_2 の遮断特性、すなわち、減衰量をできるだけ大きくする必要があるが、そのために従来ではフィルタを多段化する構成を採用していた。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】従来のトランスバーサルフィルタにおいて、分波器構成上の条件を満たすための位相回転をL、C素子を用いて実現しようすると、位相回転の回転量が大きいと各フィルタの特性劣化を招く問題がある。その結果、フィルタ自身の周波数に対するインピーダンス特性の改善が必要となる。

【0013】さらに、遮断特性の改善を目的とするフィルタの多段化は、挿入損失の増加とともに、チップサイズの大型化を招来し、製造歩留りも悪くなる問題があるので、極力少ない素子数で所望の特性を得る必要がある。

【0014】本発明の目的は、フィルタの構成の簡素化とともに所望の特性を確保する分波器を提供することにある。

【0015】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決するために、請求項1に記載した発明は、図1に示すように、弾性表面波共振器(R_{so} 、 R_s 、 R_{po} 、 R_p)を用いて構成された複数の帯域通過フィルタ(F_1 、 F_2)を用いて分波器を構成する。

【0016】請求項2に記載した発明は、図1に示すように、共通信号端子(T_o)に弾性表面波共振器

(R_{so} 、 R_s 、 R_p)を用いて構成された複数の帯域通過フィルタ(F_1 、 F_2)が互に並列に接続され、前記各帯域通過フィルタ(F_1 、 F_2)がそれぞれ異なる通過周波数帯域の特性を有する分波器であって、前記各帯域通過フィルタ(F_1 、 F_2)をそれぞれは、各帯域通過フィルタ(F_1 、 F_2)相互の接続点の側において信号線(l_n)に対して直列に接続された弾性表面波共振器(R_{so})を有して構成する。

【0017】請求項3に記載した発明は、図3に示すように、請求項2に記載の分波器において、前記直列の弾性表面波共振器(R_{so})と前記共通信号端子(T_o)との間に、当該帯域通過フィルタ(F_2)に並列に高インピーダンス要素(L)を設けて構成する。

【0018】請求項4に記載した発明は、図5に示すように、請求項3に記載の分波器において、前記高インピーダンス要素(L)と前記直列の弾性表面波共振器(R_{so})との間に、当該帯域通過フィルタ(F_2)に直列にコンデンサ(C)を設けて構成する。

【0019】請求項5に記載した発明は、図7に示すように、共通信号端子(T_o)に弾性表面波共振器

(R_{so} 、 R_s 、 R_{po} 、 R_p)を用いて構成された複数の帯域通過フィルタ(F_1 、 F_2)が互に並列に接続され、少なくとも前記各帯域通過フィルタ(F_1 、 F_2)のいずれか一方の帯域通過フィルタ(F_2)が、他方の帯域通過フィルタ(F_1)との接続点の側において前記共通信号端子(T_o)に並列に接続された弾性表面波共振器(R_{po})を有する分波器であって、前記並列の弾性表面波共振器(R_{po})と前記共通信号端子(T_o)との間に、当該帯域通過フィルタ(F_2)に直列に位相回転用線路(S)を設けて構成する。

【0020】請求項6に記載した発明は、請求項5の発明において、前記他方の帯域通過フィルタ(F_1)は前記接続点(a、b)の側において信号線(l_n)に対して直列に接続された弾性表面波共振器(R_{so})を有し、前記接続点(a、b)と前記直列弾性表面波共振器(R_{so})との間に、当該弾性表面共振器(R_{so})に並列に高インピーダンス要素(L)を設けて構成する。

【0021】請求項7に記載した発明は、前記高インピーダンス要素(L)と前記直列の弾性表面波共振器(R_{so})との間に、当該他方の帯域通過フィルタ(F_1)に直列にコンデンサ(C)を設けて構成する。

【0022】請求項8に記載した発明は、共通信号端子(T_o)に弾性表面波共振器(R_{so} 、 R_s 、 R_p)を用いて構成された複数の帯域通過フィルタ(F_1 、 F_2)が互に並列に接続され、少なくとも前記各帯域通過フィルタ(F_1 、 F_2)のいずれか一方の帯域通過フィルタ(F_1)は、他方の帯域通過フィルタ(F_2)との接続点の側において信号線(l_n)に対して直列に接続された弾性表面波共振器(R_{so})を有する分波器であって、前記直列の弾性表面波共振器(R_{so})の開口長を、他の弾性表面波共振器(R_s 、 R_p)の開口長より短くするように構成する。

【0023】請求項9に記載した発明は、図10、図12に示すように、共通信号端子(T_o)に弾性表面波共振器(R_{so} 、 R_s 、 R_{po} 、 R_p)を用いて構成された複数の帯域通過フィルタ(F_1 、 F_2)が互に並列的に接続され、前記帯域通過フィルタ(F_1 、 F_2)の帯域中心周波数を f_1 、 f_2 としたとき両周波数が $f_1 < f_2$ なる関係を有する分波器であって、前記各帯域通過フィルタ(F_1 、 F_2)を構成する直列弾性表面波共振器(R_{so} 、 R_s)の数 N_{rs} と並列弾性表面波共振器(R_{po} 、 R_p)の数 N_{rp} との関係を、帯域中心周波数 f_1 の帯域通過フィルタ(F_1)においては $N_{rs} > N_{rp}$ とし、かつ、帯域中心周波数 f_2 の帯域通過フィルタ(F_2)にあつては $N_{rs} \leq N_{rp}$ として構成する。

【0024】請求項10に記載した発明は、信号線に対し直列な弾性表面波共振器(R_{so} 、 R_s)と並列な弾性表面波共振器(R_{po} 、 R_p)とが組合わされて構成され

10

20

30

40

50

た複数の帯域通過フィルタ (F_1 、 F_2) が、それぞれ通過周波数帯域を異にして、共通信号端子 (T_o) に並列的に接続されてなる分波器であって、前記複数の帯域通過フィルタ (F_1 、 F_2) のうち、いずれか一方の帯域通過フィルタ (F_1) 中の少なくとも一つの直列弾性表面波共振器の反共振周波数を、他方の帯域通過フィルタの帯域中心周波数の近傍となるよう設定して構成する。

【0025】請求項11に記載した発明は、信号線に対し直列な弾性表面波共振器 (R_{so} 、 R_s) と並列な弾性表面波共振器 (R_{po} 、 R_p) とが組合わされて構成された複数の帯域通過フィルタ (F_1 、 F_2) が、それぞれ通過周波数帯域を異にして、共通信号端子 (T_o) に並列的に接続されてなる分波器であって、前記各帯域通過フィルタ (F_1 、 F_2) の帯域中心周波数をそれぞれ f_1 、 f_2 として、両者が $f_1 < f_2$ なる関係を有する場合に、帯域中心周波数 f_2 の帯域通過フィルタ (F_2) 中の並列弾性表面波共振器 (R_{po} 、 R_p) のうち、少なくとも一つの並列弾性表面波共振器の共振周波数を、前記帯域中心周波数 f_1 の近傍となるように設定して構成する。

【0026】

【作用】請求項1記載の発明によれば、図1に示すように、弾性表面波共振器 (R_{so} 、 R_s 、 R_{po} 、 R_p) を用いて構成された複数の帯域通過フィルタ (F_1 、 F_2) を用いて分波器を構成したことにより、従来用いられていたBRF (Band Rejection Filter) を用いた分波器が有する通過帯域外での信号の抑圧不足が生じることなく、また、分波器を構成した場合のそれぞれの帯域通過フィルタの通過帯域外でのインピーダンスを、インピーダンス整合回路が不要か、あるいはきわめて簡単な構成で大きくすることが可能となり、分波器としての回路構成を簡素化することができ、したがって必要な特性を保持して小型化することが可能となる。

【0027】請求項2記載の発明によれば、図1に示すように、弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 の相互の接続側に直列共振器 R_{so} を設けたことにより、弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 の通過帯域外の遮断帯域でのインピーダンスが回路インピーダンスに比べはるかに大きな値となる。

【0028】請求項3記載の発明によれば、図3に示すように、帯域通過フィルタ (F_2) に並列に接続された高インピーダンス要素 (L) は、当該分波器を構成する場合に必要な特性を得るためのインピーダンス整合回路として作用する。このように本発明によれば、簡単なインピーダンス整合回路にて分波器として必要な特性を得ることが可能となる。

【0029】請求項4記載の発明によれば、図5に示すように、高インピーダンス要素 (L) とともに設けられたコンデンサ (C) は、高インピーダンス要素 (L) に

よる位相回転量の補正要素として作用し、高インピーダンス要素 (L) とともに正確な位相回転によるインピーダンス整合に寄与する。このように、本発明では、インピーダンス整合回路をきわめて少ない要素にて構成することができ、分波器の構成を簡単かつ小型化することが可能となる。

【0030】請求項5記載の発明によれば、図7に示すように、帯域通過フィルタ (F_2) に直列に接続された位相回転用線路 (S) は、インピーダンス整合回路として作用する。このように、帯域フィルタ (F_2) の共通信号端子 (T_o) 側の弾性表面波共振器が並列共振器 (R_{po}) である場合にも、きわめて少ないインピーダンス要素のみにてインピーダンス整合回路 (M) を構成することができ、必要な特性を保持して分波器の小型化が可能である。

【0031】請求項6記載の発明によれば、請求項5記載の位相回転用線路 (S) による帯域通過フィルタ (F_2) の特性改善に加え、他方の帯域通過フィルタ (直列弾性表面波フィルタ R_{so} を有する F_1) に並列接続された高インピーダンス要素 (L) は分波器を構成する場合に必要な特性を得るためのインピーダンス整合回路とを作用する。このように、本発明によれば、従来に比して単純なインピーダンス整合回路にて必要な特性を得ることが可能となり、分波器を小型化することができる。

【0032】請求項7記載の発明によれば、請求項6記載の構成に加えて挿入されたコンデンサ (C) は高インピーダンス要素 (L) の位相回転作用の補正要素とに作用するので、さらに正確なインピーダンス整合を行うことができる。

【0033】請求項8記載の発明によれば、少なくとも弾性表面波フィルタ F_1 の直列共振器 R_{so} の開口長を他の直列共振器 R_s 、並列共振器 R_p より短くすることで、高周波側の遮断帯域でのインピーダンスの値をさらに大きくできる。

【0034】請求項9記載の発明によれば、直列共振器 R_s と並列共振器 R_p の数を調整することにより通過帯域外の減衰度の制御が可能となる。請求項10記載の発明によれば、少なくとも1つの直列共振器 R_s の反共振周波数が他のフィルタの帯域中心周波数近傍となるようにすることによって、通過帯域外での減衰度の制御が可能となり、結果として分波器の特性を向上しうる。

【0035】請求項11記載の発明によれば、弾性表面波フィルタ F_2 における少なくとも1つの並列共振器 R_p の共振周波数が他のフィルタ、すなわち弾性表面波フィルタ F_1 の帯域中心周波数 f_1 近傍になるようにすることによって損失を増加させることなく帯域外での減衰量を増大させることができ、その結果、分波器の特性を向上しうる。

【0036】

【実施例】次に、本発明の実施例を図面に基づいて説明

する。

〔I〕第1実施例

図1に本発明の第1実施例を示す。共通信号端子 T_0 には、共通接続点 a 、 b を介して弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 が並列に接続されており、各弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 からは信号端子 T_1 、 T_2 がそれぞれ個別に導出されている。

【0037】弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 は、くし形電極および反射器を有する一端子対形共振器である直列共振器 R_{so} 、並列共振器 R_P で構成される。直列共振器 R_{so} は、弾性表面波フィルタ F_1 に並列な弾性表面波フィルタ F_2 との共通接続点 a 、 b の側に挿入されている。つまり、共通信号端子 T_0 側からみたとき、直列共振器 R_{so} は初段の共振器に位置付けられる。この回路構成は弾性表面波フィルタ F_2 についても同様である。各直列共振器 R_{so} と並列共振器 R_P の組合せは必要な段数だけシリーズに接続されて各弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 を構成する。

【0038】弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 は、互いに異なる帯域中心周波数を有しており、弾性表面波フィルタ F_1 の帯域中心周波数 f_1 は、例えば、887〔MHz〕、弾性表面波フィルタ F_2 の帯域中心周波数 f_2 は、932〔MHz〕に設定され、 $f_1 < f_2$ の関係になっている。

【0039】直列共振器 R_{so} 、 R_s 、並列共振器 R_{Po} 、 R_P は、例えば、LT（リチウムタンタレート）基板上に $Al-2\%Cu$ 電極材料により形成されている。このように、他方のフィルタとの回路接続側に、直列共振器 R_{so} を用いた場合の弾性表面波フィルタ F_1 、弾性表面波フィルタ F_2 のスミスチャートを図2に示す。図2において、 P の領域が信号通過帯域であり、 A が低周波数側の減衰帯域、 B が高周波数側の減衰帯域である。この図2から、回路の特性インピーダンスは50〔 Ω 〕であり、これに対しての減衰帯域 A 、 B のインピーダンスが大きな値をとることがわかる。このことは、分波器を構成する場合に必要な各帯域通過フィルタのインピーダンス特性を満足することを意味する。

【0040】〔II〕第2実施例

先に述べたように、弾性表面波フィルタ F_1 と弾性表面波フィルタ F_2 の間には、 $f_1 < f_2$ の関係があり、かつ、各帯域通過フィルタが図4に示すような特性の場合、弾性表面波フィルタ F_1 は弾性表面波フィルタ F_2 の通過帯域周波数において高インピーダンスになっているため、弾性表面波フィルタ F_1 側にはインピーダンス整合回路 M は必要なく、弾性表面波フィルタ F_2 の単独の場合と同様の特性が得られる。

【0041】これに対して、弾性表面波フィルタ F_2 の低周波数側の減衰帯域 A では高インピーダンスとなっておらず、クロストロークの可能性がある。そこで、低周波数側の減衰帯域 A において高インピーダンス化するた

めのインピーダンス整合回路 M が必要となる。

【0042】上記弾性表面波フィルタ F_2 の低周波数側の減衰帯域 A を高インピーダンス化するためのインピーダンス整合回路 M を挿入した例を図3に示す。図3に示すように、弾性表面波フィルタ F_2 と共通接続点 a 、 b の間にはインピーダンス整合回路 M が介在されている。インピーダンス整合回路 M は、高インピーダンス要素である位相回転用の L （インダクタンス）からなる。インダクタンス L は、具体的には、例えば6〔nH〕程度である。また、インダクタンス L はガラスエポキシ基板またはセラミック基板上に金、タングステン（W）、銅（Cu）等の金属ストリップラインにより形成される。なお、ストリップラインは、ガラスエポキシ基板の場合、線幅0.5〔mm〕、長さ11〔mm〕程度であり、セラミック基板の場合、線幅0.2〔mm〕、長さ6〔mm〕程度で実現できる。

【0043】このように、弾性表面波フィルタ F_2 にインダクタンス L 1個のみの簡単なインピーダンス整合回路 M を挿入することで、図2（第1実施例）と図4（本実施例）とを比較してわかるように、図4の矢印の方向に位相を回転して弾性表面波フィルタ F_2 の低周波数側の減衰帯域 A 側の高インピーダンス化を図ることができる。直列共振器 R_{so} を挿入したこととあいまって、遮断帯域での高インピーダンス化が図れるので、分波器として必要なインピーダンス特性を得ることができ、分波器の構成後においても各弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 を単独に存在する場合と同様の特性を維持することができる。そして、インピーダンス整合回路 M もインダクタンス L のみでよいので、小型化が可能となる。

【0044】〔III〕第3実施例

図5に、本発明の第3実施例を示す。この実施例は、第2実施例（図3）における位相回転用インダクタンス L の位相回転量の補正を行うためのコンデンサ C を、弾性表面波フィルタ F_2 の直列共振器 R_{so} とインダクタンス L との間に、直列に挿入した例を開示する。

【0045】すなわち、インダクタンス L のみによる位相回転では、適正なインピーダンス整合をとれない場合があるため、図6のスミスチャートに示すように、まず、コンデンサ C により矢印の方向に位相を回転させ、次いでインダクタンス L により位相回転させる。

【0046】このように、直列共振器 R_{so} を用いたことにより、インダクタンス L と位相回転量補正用コンデンサ C のみの簡単なインピーダンス整合回路 M でよく、したがって、分波器として必要な特性を保持しつつ分波器を小型化することができる。

【0047】〔IV〕第4実施例

図7に第4の実施例を示す。この実施例は、弾性表面波フィルタ F_1 の弾性表面波フィルタ F_2 との回路接続側に直列共振器 R_{so} を挿入し、弾性表面波フィルタ F_2 の弾性表面波フィルタ F_1 との回路接続側に並列共振器 R

P_0 を挿入し、かつ、弾性表面波フィルタ F_2 と直列に位相回転用線路 S を挿入した例である。

【0048】このように、弾性表面波フィルタ F_1 側のみ直列共振器 R_{S0} を挿入することによっても、弾性表面波フィルタ F_1 の高周波数側の減衰帯域 B 側の高インピーダンス化を図ることができる。この場合、弾性表面波フィルタ F_2 の初段の共振器は共通信号端子 T_0 に並列な並列共振器 R_{P0} であり、低周波数側の減衰帯域 A （ F_1 の通過帯域に相当する領域）では高インピーダンスとならない。そこで、本実施例では、弾性表面波フィルタ F_2 に直列に位相回転用線路 S が挿入されている。

【0049】この直列位相回転用線路 S による位相回転の方向は、図8に示すように、第2実施例（図3、図4）の場合とは逆回りとなるが、図9に示すように、この位相回転により弾性表面波フィルタ F_2 のインピーダンスは適正な値に整合がとられる。この場合の位相回転用線路 S の長さは、ガラスエポキシ基板の場合25 [mm]程度、セラミック基板の場合16 [mm]程度であった。

【0050】この場合にも、直列のインダクタンス L のみでインピーダンス整合回路 M を構成することができ、所定の分波器特性の維持とともに小型化が達成される。また、本実施例の別の態様として、帯域通過フィルタ F_1 の直列共振器 R_{S0} と接続点 a 、 b との間に、並列に高インピーダンス要素としてのインダクタンス L を、例えば、図3に示すごとく、接続する構成としてもよく、さらには、例えば、図5のように、インダクタンス L と直列共振器 R_{S0} との間に直列にコンデンサ C を挿入する構成としてもよいことはこれまでの説明から明らかである。

【0051】また、以上の実施例では、帯域通過フィルタ F_1 帯域中心周波数 f_1 を887 [MHz]とし、帯域通過フィルタ F_2 の帯域中心周波数 f_2 を932 [MHz]として例示したが、本発明はこれらの周波数割当て、あるいは具体的な数値に限定されるものではなく、各フィルタ F_1 、 F_2 の帯域中心周波数 f_1 、 f_2 は任意の値に設定することができる。

【0052】〔V〕第5実施例

図10～図13に第5実施例を示す。この実施例は直列共振器 R_{S0} 、 R_S 、並列共振器 R_P の数を調整することにより、弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 の遮断帯域であって、互いの通過帯域に相当する帯域での減衰量をコントロールすることが可能な例を開示する。

【0053】弾性表面波フィルタ F_1 、弾性表面波フィルタ F_2 が互いに共通接続点 a 、 b を介して並列接続されて分波器を構成する点は上述の各実施例と同様である。例えば、図1あるいは図26を参照されたい。異なるのは弾性表面波フィルタ F_1 、弾性表面波フィルタ F_2 の内部構成である。

【0054】すなわち、弾性表面波フィルタ F_1 は図1

0に示すように、初段に直列共振器 R_{S0} を置き、直列共振器の数 $N_{RS} > \text{並列共振器の数 } N_{RP}$ として関係をもって回路が構成されている。このように、 $N_{RS} > N_{RP}$ とすることにより、図11に示すように、弾性表面波フィルタ F_1 の高周波数側の減衰帯域 B のインピーダンスが大となり、したがって帯域 B の減衰量が増大する。

【0055】これに対して、弾性表面波フィルタ F_2 は、図12に示すように、初段に直列共振器 R_{S0} を置くのであるが、 $N_{RS} \leq N_{RP}$ のように、直列共振器と並列共振器との数の関係が弾性表面波フィルタ F_1 とは逆になっている。このように、 $N_{RS} \leq N_{RP}$ とすることにより、図13に示すように、弾性表面波フィルタ F_2 の低周波数側の減衰帯域 A のインピーダンスが大となり、したがって低周波数側の減衰帯域 A の信号が制御されて減衰量が増大する。

【0056】以上の特性をもつ、弾性表面波フィルタ F_1 、弾性表面波フィルタ F_2 を組合せた場合、互いにクロスする通過領域と遮断領域における特性が良好となり、分波器として必要な特性が維持される。

【0057】〔VI〕第6実施例

図14～図16に第6の実施例を示す。この実施例は、一方の弾性表面波フィルタ F_1 の直列共振器 R_{S0} 、直列共振器 R_S 、並列共振器 R_P の電極指の周期を変化（変更）させて反共振周波数を他方の弾性表面波フィルタ F_2 の通過帯域付近に設定することにより、遮断帯域の減衰量をコントロールするものである。つまり、反共振周波数においては信号の通過量が減衰することを利用したものである。

【0058】図14、図15の例では、弾性表面波フィルタ F_1 の直列共振器 R_{S0} 、直列共振器 R_S の電極指の周期は、4.42 [μm]、並列共振器 R_{P0} 、並列共振器 R_P は4.60 [μm]、反共振周波数を他のフィルタ（ F_2 ）付近にした直列共振器 R_{S0} の電極指の周期は、4.30 [μm]である。弾性表面波フィルタ F_2 の場合は、図16、図17に示すように、それぞれ4.16 [μm]、4.3 [μm]、4.42 [μm]である。

【0059】この場合、弾性表面波フィルタ F_1 は問題ないが、弾性表面波フィルタ F_2 単独では素子インピーダンスが通過帯域周波数において、回路の特性インピーダンスからずれるため、挿入損失等が増加するなどの特性劣化が起こるが、インピーダンス整合回路 M であるインダクタンス L を図18に示すように挿入するので特性は改善される（図19）。

【0060】〔VII〕第7実施例

図20に第7の実施例を示す。この実施例は弾性表面波フィルタ F_2 の阻止域減衰量を制御する方法として並列共振器 R_P の共振周波数を弾性表面波フィルタ F_1 の通過帯域付近に設定する例である。これは、フィルタを構成している並列共振器 R_P の内の少なくとも一つを他の

並列共振器に比べ対数を多くするか、もしくは開口長を大きくする、あるいはその両方を行うことにより実現できる。この場合、電極指の周期は一定でよい。図20は並列共振器 R_P の特性を変化させた場合の減衰量の変化を示したものである。

【0061】図21～図24に、本実施例の実験例を示す。図21は並列共振器 R_P の開口長80[μm]で200対の例、図22は開口長160[μm]で150対の例、図23は開口長160[μm]で200対の例、図24は開口長80[μm]で150対の例である。いずれも、遮断帯域の改善がみられる。以上のように、本発明の各実施例によれば、弾性表面波フィルタ F_1 、 F_2 単独のときのフィルタ特性を分波器を構成した後においても維持することができ、その例を図25(a)～(d)に示す。図25(a)は弾性表面波フィルタ F_1 の単独の特性、同(b)は弾性表面波フィルタ F_2 の単独の特性、同(c)は分波器として接続した場合の弾性表面波フィルタ F_1 の特性、同(d)はその弾性表面波フィルタ F_2 の特性例である。

【0062】

【発明の効果】以上の通り、本発明によれば、弾性表面波フィルタのフィルタ特性を分波器の構成後においても維持することができる。また、インピーダンス整合回路は従来に比べて構成の簡素化が可能であり、チップサイズの小型化が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施例を示す分波器の等価回路図である。

【図2】第1実施例におけるフィルタのスミスチャートである。

【図3】本発明の第2実施例を示す分波器の等価回路図である。

【図4】第2実施例におけるフィルタのスミスチャートである。

【図5】本発明の第3実施例を示す分波器の等価回路図である。

【図6】第3実施例のフィルタ F_2 のスミスチャートである。

【図7】本発明の第4実施例を示す分波器の等価回路図である。

【図8】第4実施例のフィルタ F_2 のスミスチャートである。

【図9】第4実施例のフィルタ F_2 の位相回転の様子を示すスミスチャートである。

【図10】本発明の第5実施例におけるフィルタ F_1 の構成を示す等価回路図である。

【図11】本発明の第5実施例におけるフィルタ F_1 のフィルタ特性を示す回路図である。

【図12】本発明の第5実施例におけるフィルタ F_2 の構成を示す等価回路図である。

【図13】本発明の第5実施例におけるフィルタ F_2 のフィルタ特性を示す図である。

【図14】本発明の第6実施例におけるフィルタ F_1 の構成を示す等価回路図である。

【図15】本発明の第6実施例におけるフィルタ F_1 のフィルタ特性を示す図である。

【図16】本発明の第6実施例におけるフィルタ F_2 の構成を示す等価回路図である。

【図17】本発明の第6実施例におけるフィルタ F_2 のフィルタ特性を示す図である。

【図18】本発明の第6実施例におけるフィルタ F_2 にインピーダンス整合回路を付加した例を示す等価回路図である。

【図19】本発明の第6実施例におけるフィルタ F_2 を分波器に構成した場合のフィルタ特性を示す図である。

【図20】本発明の第7実施例における共振点の移動の様子を示す特性図である。

【図21】本発明の第7実施例の具体例を示すフィルタ特性図である。

【図22】本発明の第7実施例の具体例を示すフィルタ特性図である。

【図23】本発明の第7実施例の具体例を示すフィルタ特性図である。

【図24】本発明の第7実施例の具体例を示すフィルタ特性図である。

【図25】本発明の各実施例の効果を示すフィルタ特性図である。

【図26】従来の一般的な分波器の構成を示すブロック図である。

【図27】分波器の各フィルタの特性図である。

【図28】従来のトランスバーサルフィルタのスミスチャートである。

【符号の説明】

a、b…共通接続点

f_1 …帯域中心周波数

f_2 …帯域中心周波数

l_h 、 l_c …信号線

F_1 …弾性表面波フィルタ

F_2 …弾性表面波フィルタ

C…キャパシタンス

L…インダクタンス

M…インピーダンス整合回路

R_{so} …直列共振器

R_s …直列共振器

R_{po} …並列共振器

R_P …並列共振器

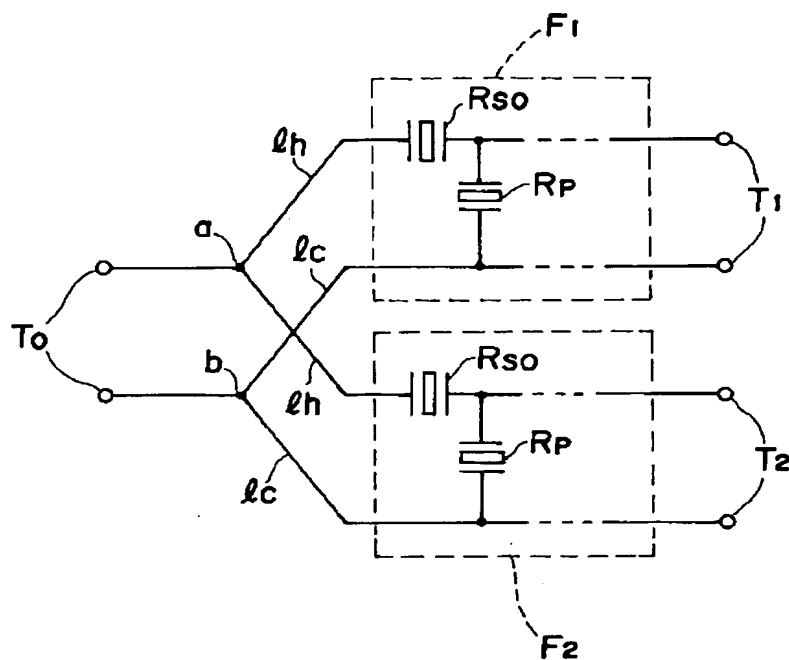
T_o …共通信号端子

T_1 …信号端子

T_2 …信号端子

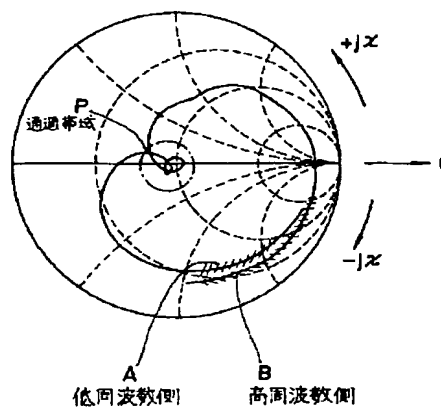
【図1】

本発明の第1実施例



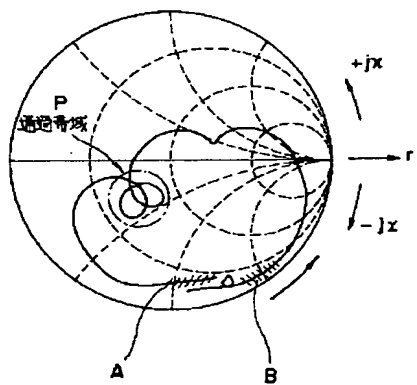
【図2】

第1実施例におけるフィルタのスミスチャート



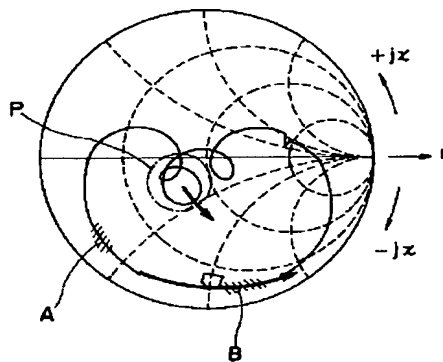
【図4】

第2実施例のフィルタF2のスミスチャート



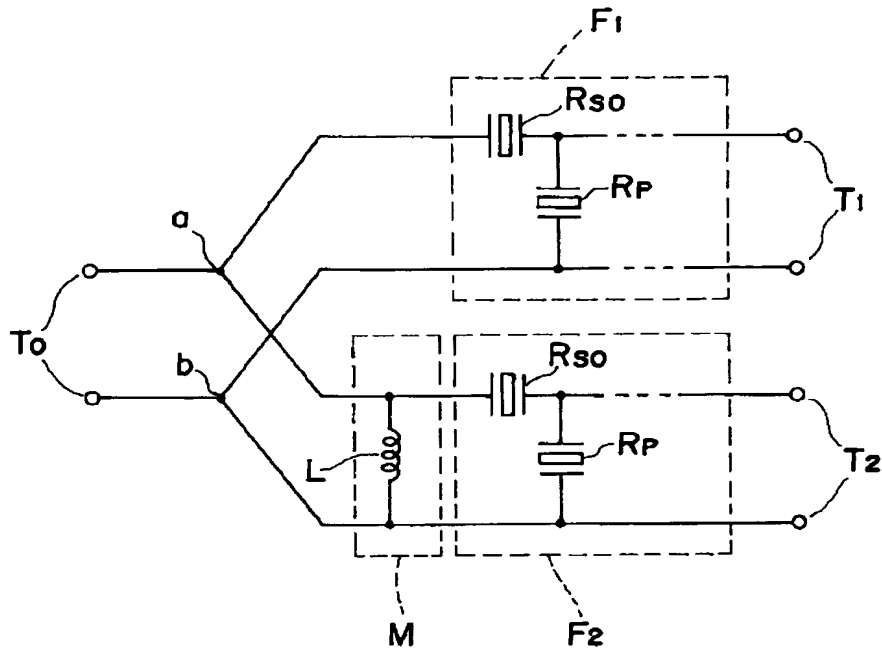
【図6】

第3実施例のフィルタF2のスミスチャート



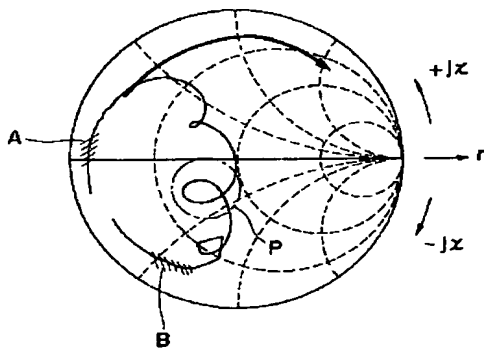
【図3】

本発明の第2実施例



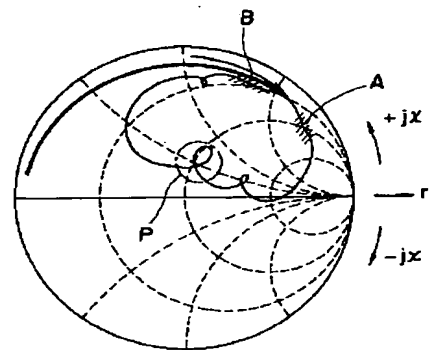
【図8】

第4実施例のフィルタF2のスミスチャート



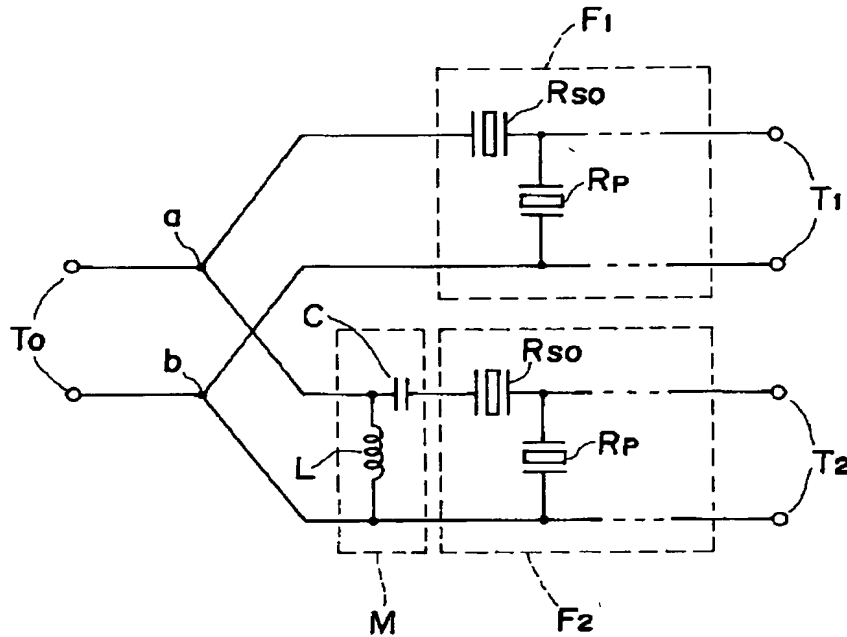
【図9】

第4実施例のフィルタF2の位相回転の様子を示すスミスチャート



【図5】

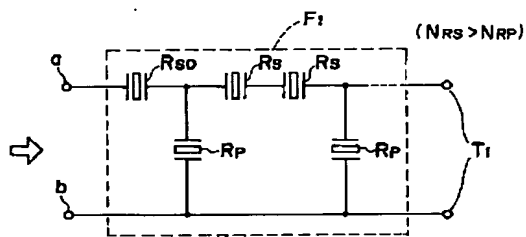
本発明の第3実施例



【図10】

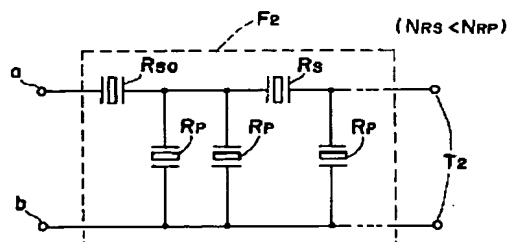
【図11】

本発明の第5実施例におけるフィルタF1の構成

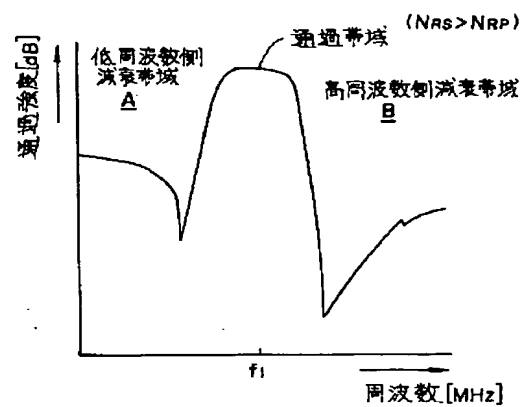


【図12】

第5実施例におけるフィルタF2の構成

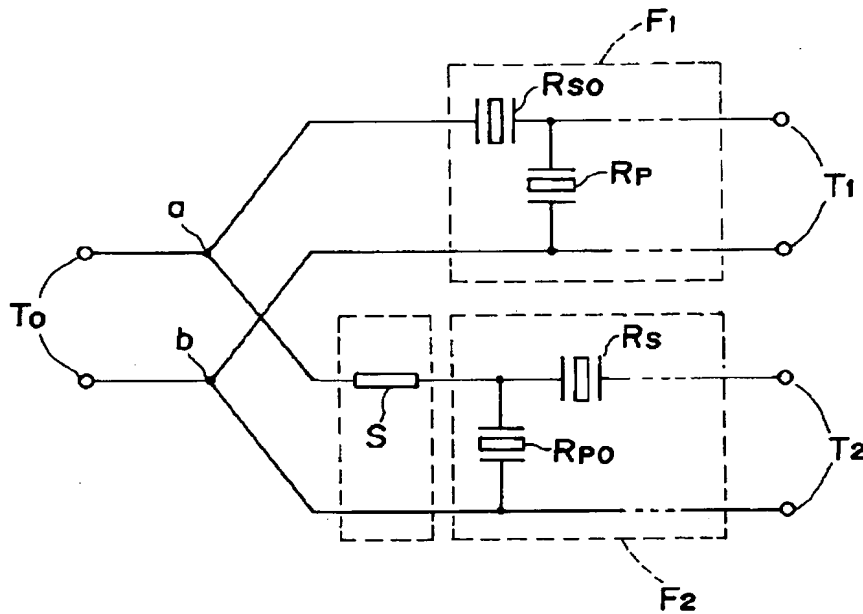


第5実施例におけるフィルタF1のフィルタ特性



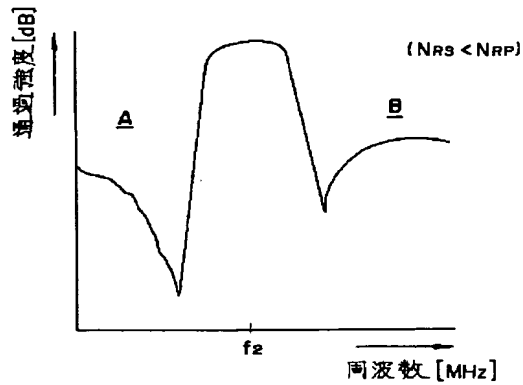
【図7】

本発明の第4実施例



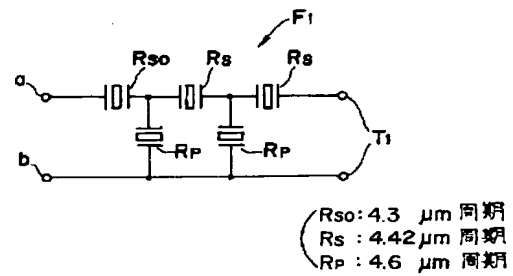
【図13】

第5実施例におけるフィルタF2のフィルタ特性



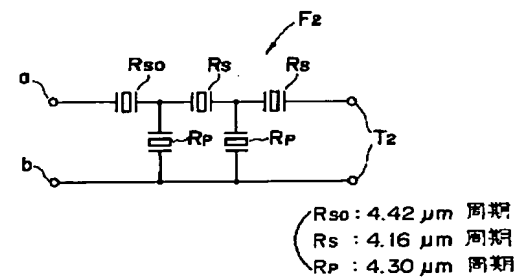
【図14】

本発明の第6実施例のフィルタF1の構成

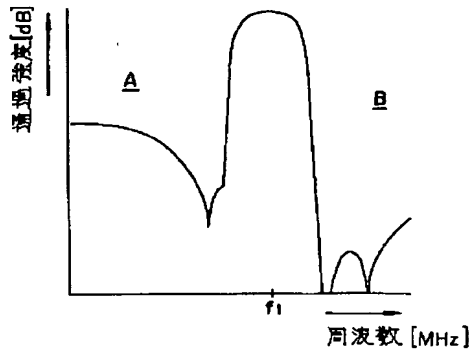


【図16】

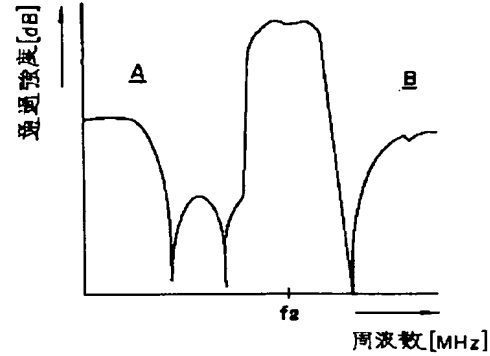
第6実施例におけるフィルタF2の構成



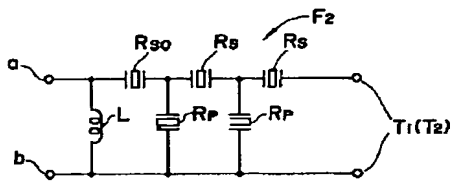
【図15】

第6実施例におけるフィルタF₁のフィルタ特性

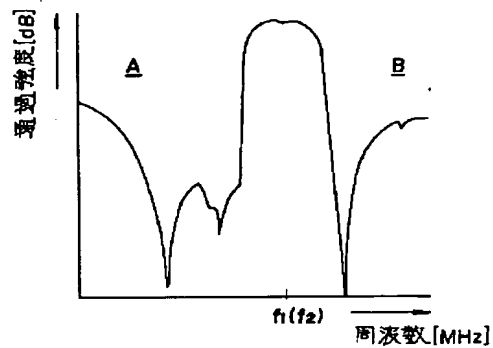
【図17】

第6実施例におけるフィルタF₂のフィルタ特性

【図18】

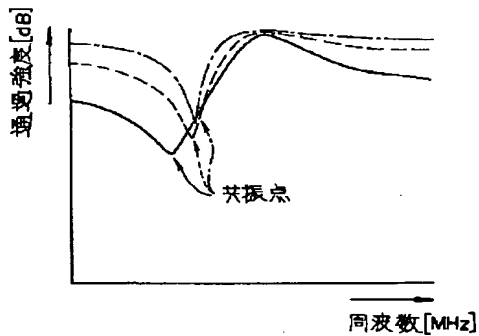
第6実施例におけるフィルタF₂にインピーダンス整合回路を付加した例

【図19】

第6実施例のフィルタF₂を分波器に構成した場合のフィルタ特性

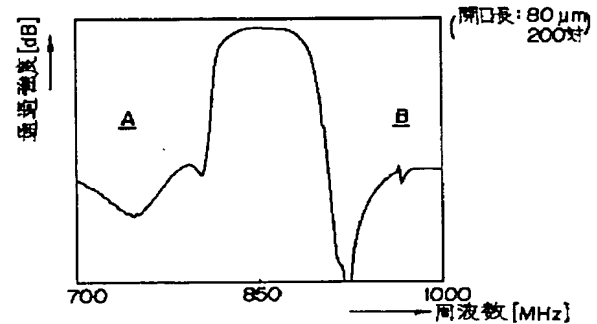
【図20】

第7実施例における共振点の移動の様子

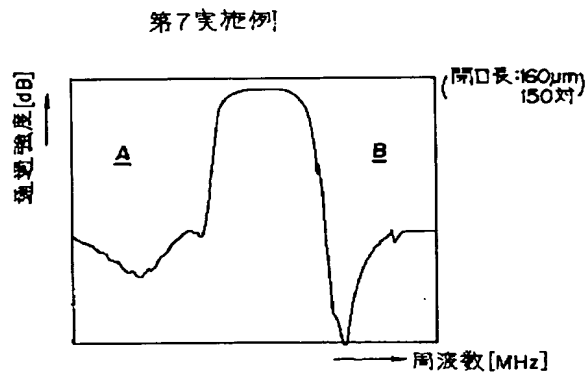


【図21】

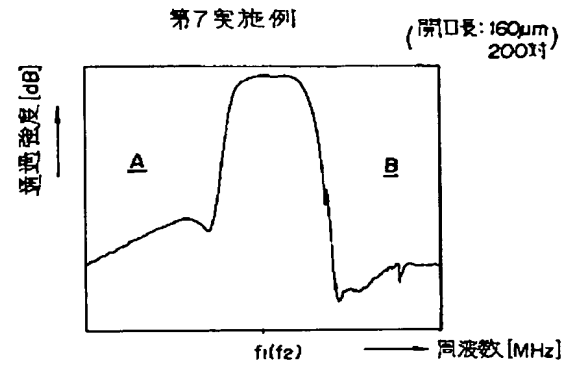
第7実施例



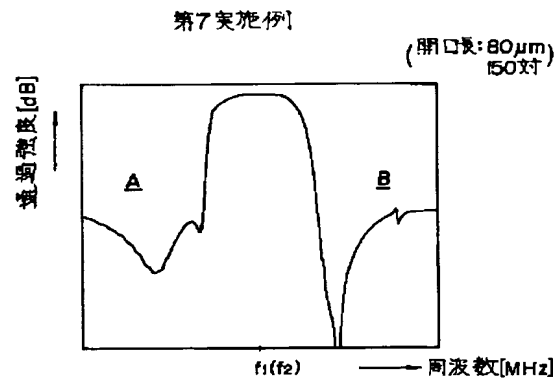
【図22】



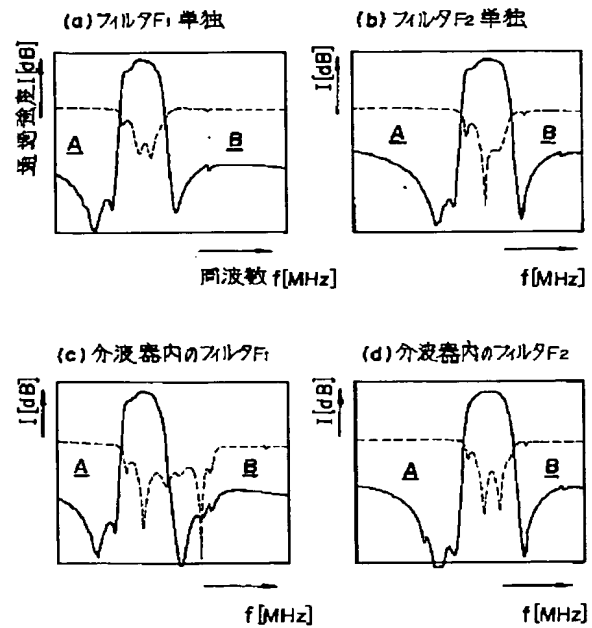
【図23】



【図24】

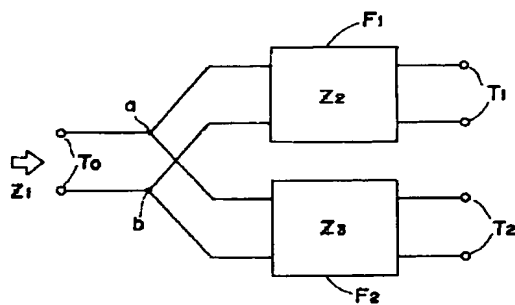


【図25】

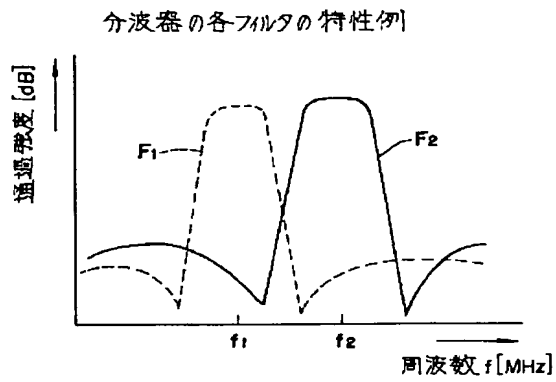


【図26】

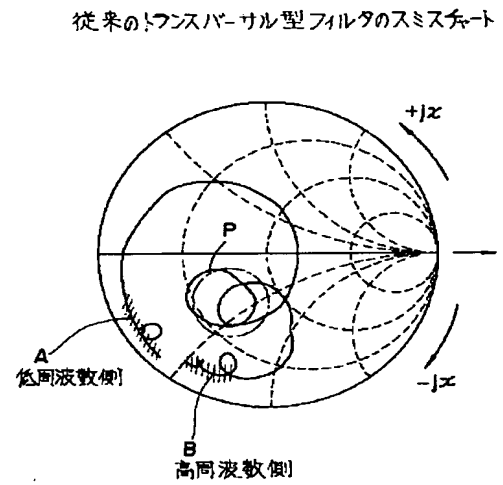
従来の一般的な分波器の構成



【図27】



【図28】



フロントページの続き

(72) 発明者 松田 隆志
神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地
富士通株式会社内

(72) 発明者 高松 光夫
神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地
富士通株式会社内

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平 2 - 3 7 8 1 5

(43) 公開日 平成2年 (1990) 2月7日

(51) Int. Cl. ⁵

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 3 H 9/25

H 0 3 H 9/145

審査請求 *

(全 6 頁)

(21) 出願番号 特願昭63-187705

(22) 出願日 昭和63年 (1988) 7月27日

(71) 出願人 999999999

富士通株式会社

*

(72) 発明者 *

*

(54) 【発明の名称】 弾性表面波素子

(57) 【要約】 本公報は電子出願前の出願データであるため要約のデータは記録されません。

【特許請求の範囲】

リチウムタンタレート単結晶のX軸廻りにZ軸方向へ36度回転させたY板から切り出した基板上に、ほぼ該X軸方向に弾性表面波が伝播するように形成した電極（4，5）の厚さ（ t ）が、弾性表面波波長（ λ ）の1%～4%であり、その上にプラズマCVD法で被着し屈折率 1.46 ± 0.01 である二酸化シリコン膜（6）の厚さ（ T ）が、弾性表面波波長（ λ ）の16%～26%であることを特徴とする弾性表面波素子。

⑨ 日本国特許庁(JP) ⑩ 特許出願公開
 ⑪ 公開特許公報(A) 平2-37815

⑫ Int. Cl.⁹

H 03 H

9/25
9/145

識別記号

庁内整理番号

⑬ 公開 平成2年(1990)2月7日

C
C8425-5J
8425-5J

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全6頁)

⑭ 発明の名称 弾性表面波素子

⑮ 特 願 昭63-187705

⑯ 出 願 昭63(1988)7月27日

⑰ 発 明 者 佐 藤 清 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社内
 ⑰ 発 明 者 藤 原 嘉 朗 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社内
 ⑰ 発 明 者 橋 本 和 志 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社内
 ⑱ 出 願 人 富士通株式会社 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地
 ⑲ 代 理 人 弁理士 井 桁 貞一

明 細 書

1. 発明の名称

弾性表面波素子

2. 特許請求の範囲

リチウムタンタレート(LiTaO₃)単結晶のX軸廻りにZ軸方向へ36度回転させたY板から切り出した基板上に、ほぼ該X軸方向に弾性表面波が伝播するように形成した電極(4,5)の厚さ(t)が、弾性表面波波長(λ)の1%~4%であり、その上にプラズマCVD法で被着し屈折率1.46±0.01である二酸化シリコン膜(6)の厚さ(τ)が、弾性表面波波長(λ)の16%~26%であることを特徴とする弾性表面波素子。

3. 発明の詳細な説明

〔概要〕

通信機器およびオーディオ製品等に用いられる弾性表面波素子に関し、

高性能かつ安定性に保わる改善を目的とし、

リチウムタンタレート(LiTaO₃)単結晶のX軸廻りにZ軸方向へ36度回転させたY板から切り出した基板上に、ほぼ該X軸方向に弾性表面波が伝播するように形成した電極の厚さが、弾性表面波波長の1%~4%であり、その上にプラズマCVD法で被着し屈折率1.46±0.01である二酸化シリコン膜の厚さが、弾性表面波波長の16%~26%であることを特徴とし構成する。

〔産業上の利用分野〕

本発明は、自動車電話やコードレス電話およびポケットベル等の通信機器分野ならびに、VTR(Voltage Controlled Oscillator)等のオーディオ製品の電圧制御発振器(VCO)や、共振器およびフィルタ等に用いられる弾性表面波素子の構成に関する。

近年、10MHz~1GHz帯域の上記機器に弾性表面波素子を広く用いるようになり、例えばVCOでは周波数の可変範囲が従来よりも広く、温度特性に優れることが要求される。

〔従来の技術〕

リチウムタンタレート (LiTaO_3) の単結晶から圧電体を切り出し、その圧電体に電極を形成した弾性表面波素子の温度特性を改善する手段として、特開昭55-159612の弾性表面波素子が公知である。

該弾性表面波素子は、Xカット・ LiTaO_3 基板上にY軸からほぼ 112° 方向に弾性表面波が伝播するように入出力電極を形成し、該電極を含む前記基板上に二酸化シリコン膜 (SiO_2) を伝播する弾性表面波波長の $1/20 \sim 1/6$ の膜厚で被着したことを特徴とし、従来考えられていたよりも数倍薄い SiO_2 膜の膜厚で遅延時間温度特性が極めて小さく、かつ、電気-機械結合係数が1.44%程度に大きい弾性表面波素子を実現したものである。

〔発明が解決しようとする課題〕

しかしながら、従来の前記弾性表面波素子では LiTaO_3 の単結晶を利用したにしては結合係数が小さく、そのためVCOとして使用した場合に同波

の厚さ比領域では、発振周波数の温度特性が $-11 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 以上となり、このことは、RFマグネトロンスパッタ法で被着した SiO_2 膜が、弾性表面波素子用として不適当であると言える。

なお、温度特性の改善方法として水晶を基板に用いることで、 $-20^\circ\text{C} \sim +70^\circ\text{C}$ の温度範囲に対し 100 ppm 以下が可能になるが、水晶は結合係数が非常に小さく、同波数可変範囲の広いVCO用として不適当である。

〔課題を解決するための手段〕

上記課題を解決するための本発明は、その実施例を示す第1図によれば、リチウムタンタレート単結晶のX軸廻りにZ軸方向へ36度回転させたY板から切り出した基板3の上に、ほぼ該X軸方向に弾性表面波が伝播するように形成した電極4と5の厚さ1が、弾性表面波波長の1%~4%であり、その上にプラズマCVD法で被着し屈折率 1.46 ± 0.01 である二酸化シリコン膜6の厚さTが、該弾性表面波波長の16%~26%であることを特徴

数可変幅が小さくなり、かつ、 SiO_2 膜の厚さにより結合係数が変化するため既述く、それに加え SiO_2 膜の厚さが増すに従ってインダクタンス成分の減衰および等価直列抵抗の増大を招き、発振の停止する恐れが生じるという問題点がある。

また、弾性表面波に被着させた SiO_2 膜について検討したところ、通常の方法即ちRFマグネトロンスパッタ法による SiO_2 膜は、弾性表面波素子の特性を変動させる要因となることが判明した。

第10図はRFマグネトロンスパッタ法で SiO_2 膜を被着した弾性表面波素子における SiO_2 膜の厚さ比と、発振レベル、発振周波数の温度特性との関係を示す図である。

発振周波数 (弾性表面波) の波長を λ 、電極の上に被着した SiO_2 膜の厚さをTとしたとき、第10図において横軸は SiO_2 膜の厚さ比 T/λ (%), 縦軸は発振レベル (dBm) および発振周波数の温度特性 ($\text{ppm}/^\circ\text{C}$) であり、 SiO_2 膜の厚さ比 T/λ は、1.6%以上になると減衰量が大きくなって発振を停止するようになると共に、発振停止しない SiO_2 膜

とした弾性表面波素子1である。

〔作用〕

下記の表は、各種単結晶基板の結合係数と温度変化

結 晶	切出し方位	結合係数	温度特性
LiTaO_3	112° Y-X	0.75%	-18 ppm/°C
LiTaO_3	36° Y-X	4.7 %	-32 ppm/°C
LiNbO_3	128° Y-X	5.5%	-72 ppm/°C
水 晶	42.75° Y-X	0.16%	0

特性を比較させたものであり、 LiTaO_3 単結晶のX軸廻りにZ軸方向へ36度回転させたY板 (36° Y-X 板) は水晶に比べ温度特性が劣るも結合係数に優れ、従来技術で記載した弾性表面波素子に使用した LiTaO_3 のX- 112° Y 板に比べ温度特性がやや劣るも結合係数が大きく優れ、さらに LiNbO_3 の 128° Y-X 板に比べ結合係数がやや劣るも温度特性に優れる。

結合係数と温度特性の双方を考慮し選択した

特開平2-37815(3)

LiTaO₃の36° Y-X板より基板を切り出し、該基板に弾性表面波波長から設定した厚さの電極を形成したのち、該弾性表面波波長から設定した厚さにプラズマCVD法によるSiO₂膜を被着させたことにより、高性能かつ高安定な弾性表面波素子を提供可能にした。

〔実施例〕

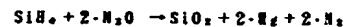
以下に、図面を用いて本発明による弾性表面波デバイスを説明する。

第1図は本発明の一実施例による弾性表面波素子を示す模式平面図(イ)と模式断面図(ロ)、第2図は36° Y-X板の説明図である。

第1図において弾性表面波素子1は、第2図に示すようにLiTaO₃単結晶のX軸周りにZ軸方向へ36度回転させたY板2から切り出した基板3の上に、ほぼ該単結晶のX軸方向に弾性表面波が伝播するように駆動電極4と一對の反射電極5とを形成し、弾性表面波波長の1〜4%の厚さとした電極4と5を覆うように、プラズマCVD法で被着

し屈折率 1.46 ± 0.01 であるSiO₂膜6の厚さは、弾性表面波(発振波)波長 λ の16%〜26%である。電極4は一對のすだれ状電極からなり、該すだれ状電極の各一部分4aは外部接続のため表呈し、電極4のすだれ状部ピッチおよび、電極5の格子状部ピッチは $\lambda/2$ である。

亜酸化窒素(N₂O)ガスおよびシラン(SiH₄)ガスを使用したプラズマCVD法(P-CVD)において、SiO₂膜6を生成する反応式は、



である。

第3図はP-CVDによるSiO₂膜の特性図であり、横軸がP-CVDにおいてN₂Oを0.25sccaの一定としたN₂O/SiH₄の流量比、縦軸がエッチングレートおよび屈折率ならびにデポジットレートである。

第3図において、N₂O/SiH₄の流量比が5/1以下になると、エッチングレートが低下し、屈折率が高くなることより、N₂O/SiH₄の流量比が5/1以下で被着したSiO₂膜6はシリッチとなる。そのため、本発明におけるSiO₂膜6は、デポジットレートが

やや低効率になるがN₂O/SiH₄の流量比を5/1以上とした。

第4図はP-CVDによるSiO₂膜の厚さ比と発振レベル、発振周波数の温度特性との関係を示す図であり、横軸はSiO₂膜の厚さTと表面弾性波の波長 λ との比(T/ λ)、縦軸は発振レベル(dBm)および発振周波数の温度特性(ppm/°C)である。そして測定に使用した弾性表面波素子は、電極をアルミニウムにて形成し、該電極の厚さtは波長 λ の3%である。

第4図において、第3図よりN₂O/SiH₄の流量比を5/1以上とし被着させたN₂O膜は、発振レベルの減衰が殆どなく、SiO₂膜の厚さ比T/ λ =20%の近傍において零温度係数が得られる。

第5図は前記零温度係数における温度と発振周波数の変化率との関係を示す図であり、横軸を温度(°C)、縦軸を発振周波数の変化率(ppm)とした第5図において、-10°C〜+45°Cの温度範囲で発振周波数の変化は10ppm程度以内の優れた値を示す。

第6図はP-CVDによるSiO₂膜の厚さ比と発振周波数の温度特性との関係を示す図であり、横軸はSiO₂膜の厚さ比T/ λ (%)、縦軸は発振周波数の温度特性(ppm/°C)である。

SiO₂膜の屈折率および、アルミニウム電極の厚さ比t/ λ を変えた弾性表面波素子について実施した第6図において、測定値のプロットを実線で結んだ特性Aは、SiO₂膜の屈折率が1.46、アルミニウム電極の厚さ比t/ λ =4%、測定値のプロットを破線で結んだ特性Bは、SiO₂膜の屈折率が1.46、アルミニウム電極の厚さ比t/ λ =3%、測定値のプロットを一点鎖線で結んだ特性Cは、SiO₂膜の屈折率が1.46、アルミニウム電極の厚さ比t/ λ =1%、測定値のプロットを二点鎖線で結んだ特性Dは、SiO₂膜の屈折率が1.75、アルミニウム電極の厚さ比t/ λ =3%である。

弾性表面波素子のQ値やR_nおよびVCOとして使用する場合は、 τ 値等はアルミニウム電極の厚さ比t/ λ によって変化し、それら各特性の許容範囲としてアルミニウム電極の厚さ比t/ λ は

特開平2-37815(4)

1%~4%が望ましい。そのことから第6図の特性A、B、Cを見ると、発振周波数の温度特性はアルミニウム電極の厚さ比 t/λ に影響され、発振周波数の温度特性の $\pm 5 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ の領域に対し SiO_2 膜の厚さ比 T/λ は、18%~24%とすることが望ましい。また、P-CVD SiO_2 のデポジット条件を変えることにより SiO_2 膜の屈折率を1.75とした場合は、特性Dに示すように温度特性の改善効果が劣化するため、温度特性の改善効果に影響する SiO_2 膜の屈折率は1.46程度にすることが望ましい。

第7図はP-CVDによる SiO_2 膜の厚さ比と発振周波数の温度特性との関係を示す図であり、横軸を SiO_2 膜の厚さ比 T/λ (%)、縦軸を発振周波数の温度特性($\text{ppm}/^\circ\text{C}$)とし、 $\text{H}_2\text{O}/\text{SiH}_4$ の流量比を5/1(図中の一点鎖線)、10/1(図中の破線)、20/1(図中の実線)に変えた実測データを比較させた第7図において、 $\text{H}_2\text{O}/\text{SiH}_4$ の流量比を変えることで発振周波数の温度特性の効果が変化する。

以上の各種データを総合し、

(1) アルミニウム電極の厚さ比 $t/\lambda = 1\% \sim 4\%$

での零温度係数を実現するには、 SiO_2 膜の厚さ比 T/λ を18%~24%にする。

(2) $\text{H}_2\text{O}/\text{SiH}_4$ の流量比より SiO_2 膜の厚さ比 T/λ の偏差は ± 0.01 にする。

(3) 発振周波数の温度特性を $\pm 5 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 以内とするには SiO_2 膜の厚さ比 T/λ を17%~25%とする。

(4) SiO_2 膜の厚さ比 T/λ の偏差 ± 0.01 を考慮したとき、発振周波数の温度特性を $\pm 5 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 以内とするには SiO_2 膜の厚さ比 T/λ を16%~26%の範囲とし、かつ、 SiO_2 膜の屈折率を 1.46 ± 0.01 とすることによって、減衰量が殆どなく、温度安定性が $\pm 5 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 以下となる弾性表面波素子が得られることになる。

第8図はP-CVDによる SiO_2 膜の厚さ比と結合係数との関係を示す図であり、横軸を SiO_2 膜の厚さ比 T/λ ($\text{ppm}/^\circ\text{C}$)、縦軸を結合係数(k^2)とした第8図において、図中の実線は本発明により $36^\circ\text{Y}-\text{X}$ 板より切り出した素子基板の結合係数特性、破線は $112^\circ\text{Y}-\text{X}$ 板より切り出した素子基板の結合係数特性であり、 $112^\circ\text{Y}-\text{X}$ 基板に対し

$36^\circ\text{Y}-\text{X}$ 基板は、結合係数の変化が著しく小さくなる。

第9図は制御電圧と発振周波数の変化率との関係を示す図である。

横軸を制御電圧 V_c (V)、縦軸を発振周波数の変化率 (%) とした第9図において、実測値のプロットを実線で結んだ特性は SiO_2 膜の厚さ比 $T/\lambda = 0.195$ の素子、実測値のプロットを破線で結んだ特性は SiO_2 膜の厚さ比 $T/\lambda = 0.200$ の素子、実測値のプロットを一点鎖線で結んだ特性は SiO_2 膜の厚さ比 $T/\lambda = 0.205$ の素子であり、5 V以下の制御電圧において各素子の特性は、 $0.1\%/\text{V}$ のほぼ同一傾斜の直線性を有する。

(発明の効果)

以上説明したように本発明によれば、基板の電気機械結合係数は約5%であり、 SiO_2 膜厚に対して安定した変化であり、例えばVCO用として発振周波数が155 MHzの弾性表面波素子において、可変幅の $900 \text{ ppm}/\text{V} \sim 1200 \text{ ppm}/\text{V}$ は $112^\circ\text{Y}-\text{X}$

X板を使用した従来の素子($50 \text{ ppm}/\text{V} \sim 150 \text{ ppm}/\text{V}$)より格段に広範囲となり、かつ、発振周波数の温度特性が $\pm 5 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 以内であり、アルミニウム電極の厚さ比およびP-CVDデポジット条件を定めることによって、一次温度係数が零である高安定性の弾性表面波素子を可能とした効果がある。

4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の実施例による弾性表面波素子、

第2図は $36^\circ\text{Y}-\text{X}$ 板の説明図、

第3図はP-CVDによる SiO_2 膜の特性図、

第4図はP-CVDによる SiO_2 膜の厚さ比と発振レベル、発振周波数の温度特性との関係を示す図、

第5図は零温度係数における弾性表面波素子の温度と発振周波数の変化率との関係を示す図、

第6図はP-CVDによる SiO_2 膜の厚さ比と発振周波数の温度特性との関係を示す図、

第7図はP-CVDによる SiO_2 膜の厚さ比と発振周

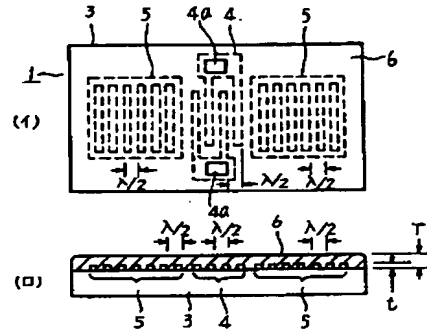
特開平2-37815 (5)

波長の温度特性との関係を示す図、
 第8図はP-CVDによるSiO₂膜の厚さ比と結合係数との関係を示す図、
 第9図は制御電圧Vcと発振周波数の変化率との関係を示す図、
 第10図はRFマグネトロンスパッタ法によるSiO₂膜の厚さ比と、発振レベル、発振周波数の温度特性との関係を示す図、
 である。

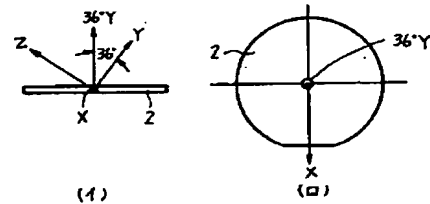
図中において、

1は弾性表面波素子、2は36°Y-X板、
 3は素子基板、4は駆動電極、
 5は反射電極、6は二酸化シリコン膜、
 tは電極の厚さ、
 Tは二酸化シリコン膜の厚さ、
 λは弾性表面波（発振波）波長、
 を示す。

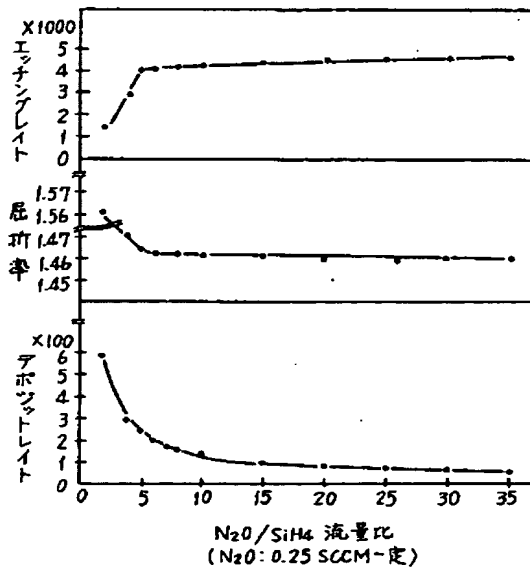
代理人 弁理士 井 術 貞 一



本発明の実施例による弾性表面波素子
 第1図

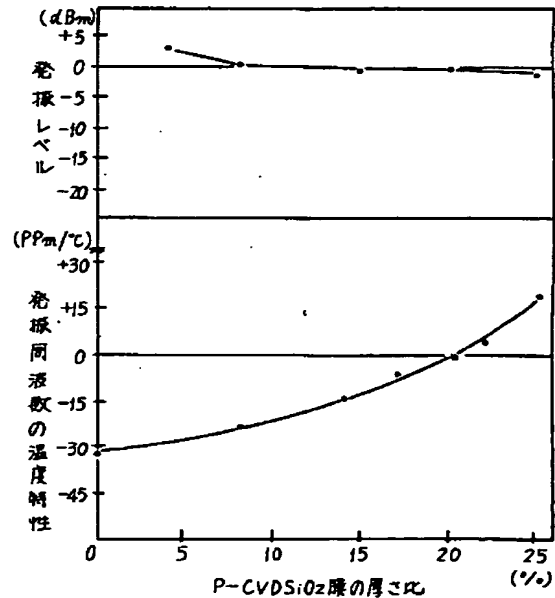


36°Y-X板の説明図
 第2図



P-CVDによるSiO₂膜の特性図

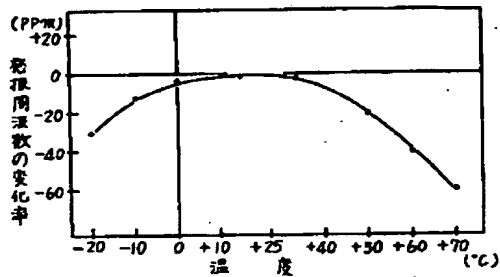
第3図



P-CVDによるSiO₂膜の厚さ比と発振レベル、
 発振周波数の温度特性との関係を示す図

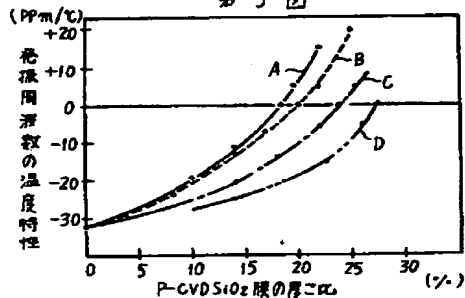
第4図

特開平2-37815(6)



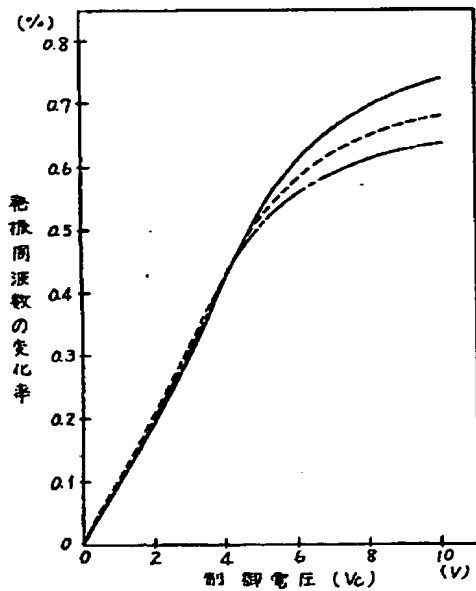
零温度係数における弾性表面波素子の温度と共振周波数の変化率との関係を示す図

第5図



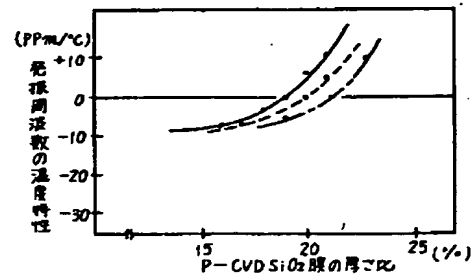
P-CVDによるSiO₂膜の厚さ比と共振周波数の温度特性との関係を示す図

第6図



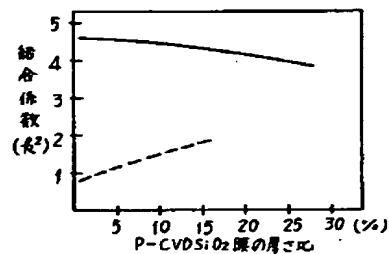
制御電圧比と共振周波数の変化率との関係を示す図

第9図



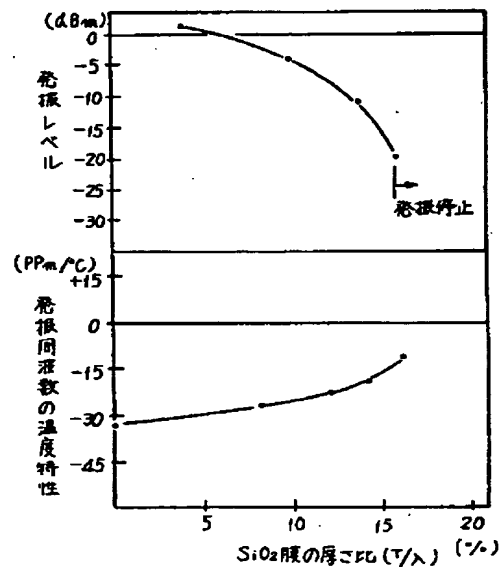
P-CVDによるSiO₂膜の厚さ比と共振周波数の温度特性との関係を示す図

第7図



P-CVDによるSiO₂膜の厚さ比と結合係数との関係を示す図

第8図



RFマグネトロンスパッタ法によるSiO₂膜の厚さ比と共振レベル、共振周波数の温度特性との関係を示す図

第10図